



**Universidade de
Aveiro2013**

Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e
Informática

**Diogo Fernando
Rebelo Viana**

Coexistência de Redes de Acesso de Nova Geração



**Universidade de
Aveiro2013**

Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e
Informática

**Diogo Fernando
Rebelo Viana**

Coexistência de Redes de Acesso de Nova Geração

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Mário Lima (orientador), Professor Auxiliar e do Doutor António Teixeira (coorientador), Professor Associado, ambos do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática e do Instituto de Telecomunicações - Aveiro.

Dedico este trabalho aos meus pais Fernando Viana e Maria Viana, irmão Romeu e a todos os meus amigos que encontrei ao longo deste percurso académico.

O júri

Presidente

Prof. Armando Nolasco Pinto
Professor associado da Universidade de Aveiro

Vogais

Prof. Doutor Paulo Sérgio de Brito André
Professor associado do Instituto Superior Técnico

Prof. Doutor Mário José Neves de Lima
Professor auxiliar da Universidade de Aveiro (Orientador)

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer aos meus pais, irmão e amigos que me ajudaram e apoiaram em todos os momentos do meu percurso académico que me permitiu adquirir vastos conhecimentos e crescer como pessoa.

De seguida quero deixar a minha palavra de agradecimento aos meus orientadores Doutor Mário Lima e Doutor António Teixeira por se mostrarem disponíveis para ajudar nas dúvidas e problemas que surgiram durante a realização desta dissertação.

Aos meus colegas no ramo das óticas agradeço a ajuda e companheirismo durante o tempo passado no Instituto de Telecomunicações.

À Universidade de Aveiro, aos professores e alunos do Departamento de Eletrónica e Telecomunicações tenho a agradecer o apoio demonstrado nos anos que cá estive.

Palavras-chave

G-PON, XG-PON, TWDM-PON, NG-PON2, Raman, estático, DRoF, RoF, codificador 8B/10B, RF.

Resumo

Nos dias que correm assiste-se a um contínuo crescimento do consumo de conteúdos que exigem uma maior largura banda disponível para cada utilizador o que leva ao investimento, por parte dos operadores de telecomunicações, na procura de novas soluções no domínio ótico. Desta procura surgiram as redes óticas passivas (PON: *Passive Optical Network*) que se iniciaram com as G-PON (*Gigabit* PON), que mais tarde evoluíram para as XG-PON (*10-Gigabit* PON) e que atualmente se encontram em fase de migração para cenários de NG-PON2. Paralelamente a estes desenvolvimentos também se verificou um progresso nos sistemas de transmissão de rádio sobre fibra, quer no domínio analógico (RoF – *Radio over Fiber*) quer no domínio digital (DRoF - *Digitized Radio over Fiber*).

Neste contexto, o presente documento, estuda as tecnologias acima referidas em três cenários: num cenário em que estas se apresentam isoladas, noutro em que se avalia a coexistência das tecnologias PON e por fim num cenário em que se estuda a coexistência das PON com DRoF. No primeiro cenário estuda-se a sensibilidade das tecnologias assim como as distâncias máximas possíveis, sendo que no segundo cenário de coexistência, para além do estudo da sensibilidade e distância máxima, também se averigua o efeito de *Raman* estático provocado pelo canal G-PON. Por fim, no último cenário averigua-se qual a sensibilidade e a distância máxima para cada tecnologia presente neste.

Keywords

G-PON, XG-PON, TWDM-PON, NG-PON2, Raman, static, DRoF, RoF, 8B/10B coder, RF.

Abstract

Nowadays is possible to notice a tremendous growth of the consumption of the new contents that requires greater bandwidth to each user, which leads to an investment by telecommunications operators in order to come up with new solutions in the optical domain. With this demand for greater bandwidth arose the Passive Optical Networks (PON), which began with G-PON (*Gigabit* PON) which later evolved to XG-PON (*10-Gigabit* PON) and that currently are in migration phase to NG-PON2 (*Next Generation* PON) scenarios. Along with these developments, there were some progresses on the transmission of radio signals over fibre, either in the analog (RoF - *Radio over Fibre*) or in the digital (DRoF - *Digitized Radio over Fibre*) domain.

In this context, this paper studies the technologies above mentioned in three different scenarios: a scenario where those are presented in isolated schemes, another that assesses the coexistence of PON technologies and finally the last scenario that studies the coexistence of PON technologies with DRoF. On all these scenarios were study the sensitivity and the maximum range of those technologies whereas on the second scenario was study, in addition, the SRS (*Stimulated Raman Scattering*) caused by G-PON channel.

Índice

LISTA DE FIGURAS	IV
LISTA DE TABELAS.....	VI
LISTA DE ACRÓNIMOS	VII
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. ENQUADRAMENTO.....	1
1.2. OBJETIVOS.....	3
1.3. ESTRUTURA	4
1.4. CONTRIBUIÇÕES	4
2. COMPONENTES DE SISTEMAS ÓTICOS.....	5
2.1. LASER.....	5
2.1.1. <i>Laser RIN</i>	5
2.1.2. <i>Largura de linha e Ruído de fase</i>	5
2.1.3. <i>Modulação direta de díodos de laser</i>	6
2.1.3.1. <i>Chirp</i>	6
2.1.3.2. <i>Modulação em amplitude e Modulação em frequência</i>	6
2.1.3.3. <i>Não linearidades: clipping e intermodulação</i>	7
2.2. MODULADORES	8
2.2.1. <i>Mach-Zehnder</i>	8
2.2.1.1. <i>Regime linear</i>	8
2.2.1.2. <i>Eficiência de transferência de potência</i>	8
2.2.1.3. <i>Propriedades não lineares</i>	9
2.3. FIBRA ÓTICA	10
2.3.1. <i>Propriedades lineares</i>	10
2.3.1.1. <i>Atenuação</i>	10
2.3.1.2. <i>Dispersão cromática</i>	12
2.3.1.3. <i>Dispersão dos modos de polarização</i>	13
2.3.2. <i>Propriedades não lineares</i>	13
2.3.2.1. <i>Espalhamento estimulado de Raman</i>	14
2.3.2.2. <i>Espalhamento estimulado de Brillouin</i>	14
2.3.2.3. <i>Auto modulação de fase</i>	14
2.3.2.4. <i>Modulação de fase cruzada</i>	15
2.3.2.5. <i>Mistura de quatro ondas</i>	15
2.4. RECETORES	17
2.4.1. <i>Díodos PIN</i>	17
2.4.2. <i>Díodo de avalanche</i>	19

2.5.	CONCLUSÕES	20
3.	SISTEMAS DE TRANSMISSÃO DE RÁDIO.....	21
3.1.	RADIO OVER FIBER - RoF	21
3.1.1.	<i>Vantagens</i>	22
3.1.2.	<i>Desvantagens</i>	23
3.1.3.	<i>Técnicas de detecção</i>	24
3.2.	DIGITIZED RADIO OVER FIBER - DRoF	25
3.2.1.	<i>Introdução</i>	25
3.2.1.	<i>Vantagens</i>	26
3.2.2.	<i>Desvantagens</i>	26
3.2.3.	<i>Amostragem da banda de passagem (bandpass sampling)</i>	27
3.2.4.	<i>Gama dinâmica de funcionamento</i>	28
3.2.5.	<i>Arquitetura</i>	28
3.2.6.	<i>Codificação 8B/10B</i>	30
3.3.	CONCLUSÕES	31
4.	REDES ÓTICA PASSIVAS.....	33
4.1.	EVOLUÇÃO DAS REDES DE ACESSO	33
4.2.	ARQUITETURA DE UMA REDE PON	34
4.3.	G-PON	36
4.3.1.	<i>Características gerais</i>	36
4.3.2.	<i>Limitações</i>	37
4.3.3.	<i>Ranging</i>	37
4.3.4.	<i>Extensor de alcance</i>	37
4.4.	XG-PON	39
4.4.1.	<i>Características gerais</i>	39
4.4.2.	<i>Comprimento de onda</i>	39
4.4.3.	<i>Ritmo de transmissão</i>	39
4.4.4.	<i>Balanço de potência e Distância máxima</i>	40
4.4.1.	<i>Split Ratio</i>	40
4.5.	TWDM-PON	40
4.5.1.	<i>Características gerais</i>	41
4.5.2.	<i>Componentes</i>	42
4.5.3.	<i>Balanço de potência</i>	43
4.5.4.	<i>Alocação dos comprimentos de onda</i>	43
4.5.5.	<i>Cenários de migração</i>	45
4.5.6.	<i>Protótipo apresentado</i>	46
4.6.	CONCLUSÕES	47

5. SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....	49
5.1. TRANSMISSÃO DE SINAIS DE RÁDIO SOBRE FIBRA	50
5.1.1. Transmissão analógica (RoF).....	50
5.1.2. Transmissão digital (DRoF) sem codificador 8B/10B	58
5.1.3. Transmissão digital (DRoF) com codificador 8B/10B.....	63
5.1.4. Análise dos resultados.....	67
5.2. REDES ÓTICAS PASSIVAS (PON)	68
5.2.1. G-PON.....	68
5.2.2. XG-PON.....	71
5.2.3. TWDM-PON 40/10 Gbps	73
5.2.4. TWDM-PON 40/40 Gbps	78
5.2.5. Análise dos resultados.....	80
5.3. CENÁRIOS DE COEXISTÊNCIA	81
5.3.1. G-PON, XG-PON, TWDM-PON 4 canais 40/10Gbps	82
5.3.2. G-PON, XG-PON, TWDM-PON 4 canais 40/40Gbps	90
5.3.3. G-PON, XG-PON, TWDM-PON 5 canais (4+1 canal DRoF).....	96
5.3.4. Análise dos resultados.....	100
6. CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO.....	103
6.1. CONCLUSÕES	103
6.2. TRABALHO FUTURO	104
7. BIBLIOGRAFIA	105
ANEXO A.....	111
TABELA DE CODIFICAÇÃO E DESCODIFICAÇÃO 8B/10B [52]	111

Lista de Figuras

Figura 1.1.1 - Evolução da adesão de utilizadores a serviços FTTH e FTTB[1].	1
Figura 1.1.2 - Roteiro traçado para as NG-PON. Baseado em [6].	2
Figura 2.1.1 - Elementos que constituem um laser [12].	5
Figura 2.1.2 - Variação da potência ótica de saída com a corrente de entrada [14].	7
Figura 2.1.3 - Efeito de <i>clipping</i> no laser [12].	7
Figura 2.2.1 - Curva característica do MZM saída vs entrada [12].	9
Figura 2.3.1 - Atenuação para diversos comprimentos de onda [21].	11
Figura 2.3.2 – Dispersão cromática, resultado combinado da dispersão material e dispersão do guia em função do comprimento de onda [20]	12
Figura 2.3.3 – Efeito da PMD provocado no sinal propagante na fibra [23].	13
Figura 2.3.4 - <i>Blue shift</i> e <i>red shift</i> [27].	15
Figura 2.3.5 - Produtos resultantes da expressão 2.3.4 quando os canais estão igualmente espaçados [31].	16
Figura 2.3.6 - Produtos resultantes da expressão 2.3.4 quando os canais não estão igualmente espaçados [31].	16
Figura 2.4.1 - Responsividade de um díodo PIN [34].	18
Figura 3.1.1 - Esquema de uma rede de distribuição de sinal de rádio analógica sobre fibra.	21
Figura 3.1.2 - <i>Link</i> ente estação central e estação base [37].	22
Figura 3.1.3- Efeito de desvanecimento ao longo de uma fibra [42]	24
Figura 3.2.1 - Espectro após amostragem [44].	27
Figura 3.2.2 - Esquema de um sistema RoF (a) e DRoF (b) [27].	29
Figura 3.2.3 - Sistema DRoF, recorrendo a ADC e DAC fotónicas [47].	30
Figura 4.1.1 – Evolução das redes PON [55].	34
Figura 4.2.1 - Arquitetura de uma PON [58].	34
Figura 4.2.2 - Diferentes cenários de FTTx [54].	35
Figura 4.2.3 - Plano de comprimento de onda projetado para NG-PON2.	35
Figura 4.5.1 - Alocação de comprimentos de onda para a primeira solução.	44
Figura 4.5.2 - Alocação de comprimentos de onda para a segunda solução.	44
Figura 4.5.3 - Alocação de comprimentos de onda para a terceira solução.	44
Figura 4.5.4 - Alocação de comprimentos de onda para a quarta solução.	45
Figura 4.5.5 - Protótipo apresentado pela China Telecom e a Huawei.	47
Figura 5.1.1 – Esquema do sistema RoF simulado.	50
Figura 5.1.2 - Curva característica de potência um MZM.	53

Figura 5.1.3 – Valores de EVM [%] (esquerda), espectro obtido (centro) e sinal elétrico recebido (direita) para o <i>Bias</i>	53
Figura 5.1.4 – Valores de EVM [%] (esquerda), espectro obtido (centro) e sinal elétrico recebido (direita) para o <i>DriveAmplitude</i>	53
Figura 5.1.5 - Sinal analógico propagante na fibra.	54
Figura 5.1.6 – Constelação [u.a.] (direita) e espectro recebido (esquerda) para <i>B2B</i>	57
Figura 5.1.7 - Constelação [u.a.] (direita) e espectro recebido (esquerda) para 40 km.....	57
Figura 5.1.8 - Esquema DRoF simulado.	58
Figura 5.1.9 - Sinal DRoF ao longo do sistema: a) sinal QAM gerado; b) sinal normalizado; c) sinal quantificado; d) sinal codificado; e) espectro ótico à entrada da fibra; f) sinal propagado na fibra, g) sinal decodificado e h) sinal elétrico recebido.....	59
Figura 5.1.10 - Esquema DRoF simulado.	63
Figura 5.2.1 – Esquema do sistema G-PON simulado.	69
Figura 5.2.2 - Espectro para <i>downstream</i> (esquerda) e <i>upstream</i> (direita).....	70
Figura 5.2.3 – Esquema do sistema XG-PON simulado.	71
Figura 5.2.4 - Espectro para <i>downstream</i> (esquerda) e <i>upstream</i> (direita).....	72
Figura 5.2.5 – Esquema do sistema TWDM-PON, para o sentido <i>downstream</i>	74
Figura 5.2.6 – Esquema TWDM-PON simulado.	74
Figura 5.2.7 – Espectro para <i>downstream</i> (esquerda) e <i>upstream</i> (direita).....	75
Figura 5.2.8 – Esquema TWDM-PON simulado.	78
Figura 5.2.9 – Espectro para <i>downstream</i> (esquerda) e <i>upstream</i> (direita).....	78
Figura 5.3.1 – Cenário simulado.	82
Figura 5.3.2 – Espectro para <i>downstream</i>	83
Figura 5.3.3 – Espectro para <i>upstream</i>	84
Figura 5.3.4 – Cenário simulado.	90
Figura 5.3.5 – Espectro para <i>downstream</i>	90
Figura 5.3.6 – Espectro para <i>upstream</i>	91
Figura 5.3.7 – Cenário simulado.	96
Figura 5.3.8 – Espectro para <i>downstream</i>	96
Figura 5.3.9 – Espectro para <i>upstream</i>	97

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 - Comparação dos sistemas RoF e DRoF [48].	30
Tabela 3.2 - Regras para o cálculo do RD [50].	31
Tabela 4.1 - Especificações definidas para a OLT [64].	38
Tabela 4.2 - Balanço de potência na OTL e ODN [64].	38
Tabela 4.3 - Especificações definidas para as ONU [64].	38
Tabela 5.1 - Valores limite para BER e EVM [73].	49
Tabela 5.2 – Parâmetros globais.	50
Tabela 5.3 - Valores utilizados para <i>Bias</i> e <i>DriveAmplitude</i>	54
Tabela 5.4 - Tabela dos parâmetros globais utilizados nas simulações.	68
Tabela 5.5 - Parâmetros globais para todos os cenários.....	81
Tabela 5.6 - Plano de comprimentos de onda escolhidos.....	83

Lista de Acrónimos

AES	Advanced Encryption <i>Standard</i>
ADC	Analog to Digital Converter
BER	Bit Error Rate
BPON	Broadband PON
CATV	Community Antenna Television
CO	Central Office
DAC	Digital to Analog Converter
DSL	Digital Subscriber Line
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EPON	Ethernet Passive Optical Network
EVM	Error Vector Magnitude
FEC	Forward Error Correction
FP-LD	Fabry-Perot Laser Diode
FSAN	Full Service Access Network
FTTC	Fiber ToThe Curb
FTTH	Fiber To The Home
FTTP	Fiber To The Premise
FWM	Four Wave Mixing
GEM	GPON Encapsulation Method
GPON	Gigabit Passive Optical Network
HDTV	High Definition Tv
IP	Internet Protocol
ITU	International Telecommunication Unit
ITU-T	ITU-Telecommunication <i>Standardization</i> Sector
MAC	Media Access Control
MZI	Mach–Zehnder Interferometer
NRZ	Non Return To Zero
ODN	Optical Distribution Network
OLT	Optical Line Termination
ONT	Optical Network Termination
ONU	Optical Network Unit
OOK	On-Off Keying
OTL	Optical Trunk Line

PADC	Photonic Analog to Digital Converter
PDAC	Photonic Digital to Analog Converter
PON	Passive Optical Network
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RD	Running Disparity
SBS	Stimulated Brillouin Scattering
SMF	Single Mode Fiber
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SPM	Self-phase Modulation
SRS	Stimulated <i>Raman</i> Scattering
TDMA	Time Division Multiple Access
TV	Television
VOD	Video on Demand
WDM	Wavelength Division Multiplex
WDM-PON	Wavelength Division Multiplex PON
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wide Local Area Network
XGM	Cross Gain Modulation
XPM	Cross Phase Modulation

1. Introdução

1.1. Enquadramento

Nos tempos que correm as redes de acesso de banda larga são cruciais para a dinamização do sector das telecomunicações, levando a uma grande competição entre operadores de telecomunicações. O fato de o número de utilizadores estar a aumentar significativamente cria uma procura de largura de banda tal que as tecnologias baseadas em cobre começam a não ter capacidade suficiente para suplantir tal aumento, o que leva à procura de soluções no domínio ótico. Segundo [1], o número de utilizadores deve crescer da forma observada na Figura 1.1.1.

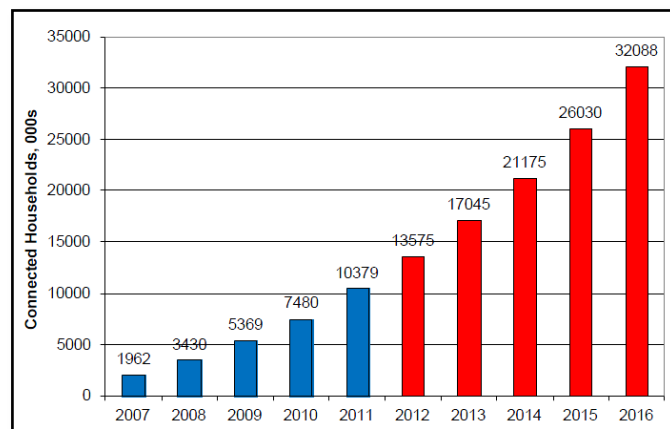


Figura 1.1.1 - Evolução da adesão de utilizadores a serviços FTTH e FTTB[1].

Com o desenvolvimento no domínio ótico de componentes e tecnologias, os operadores viram a oportunidade de aumentar a capacidade das suas redes de distribuição de sinal de rádio, surgindo assim as soluções de distribuição de sinais de rádio analógico e digital sobre fibra, RoF (*Radio over Fiber*) e DRoF (*Digitized Radio over Fiber*). Este aumento de capacidade vai de encontro ao que os operadores procuram, pois estes começam a utilizar frequências mais elevadas, o que leva a uma redução da dimensão das células e que por sua vez implica um maior número de antenas para cobrir a mesma área. Assim com o aumento de capacidade oferecida por estas soluções, é possível distribuir o sinal por um maior número de antenas, o que pode implicar um aumento de cobertura e largura de banda para cada utilizador. Ademais, estas soluções levam a uma redução na complexidade dos equipamentos utilizados, o que leva a uma redução dos custos de operação. Por outro lado consegue-se uma melhor cobertura que poderá levar à adesão de novos utilizadores aumentando assim o volume de negócio.

Contudo, a estes, interessa-lhes reduzir os custos de operação e de investimento no *upgrade* das suas redes, o que levou ao estudo de várias arquiteturas e tecnologias, tendo algumas normas PON (Redes Óticas Passivas) sido aprovadas tanto pela ITU-T [2] (*International Telecommunication Union – Telecommunication*), como pelo IEEE [3] (*Institute of Eletrical and Electronics Engineers*).

Contudo, estas tecnologias PON existentes na atualidade, G-PON (*Gigabit-capable PON*) e EPON [4] (*Ethernet PON*), deixarão de satisfazer as necessidades de largura de banda dos subscritores. Para colmatar esta sobrecarga nas redes de acesso, continua a estudar-se novas tecnologias, apelidadas de NG-PON (Redes Óticas Passivas de Próxima Geração), que providenciem uma maior largura de banda, um maior alcance e um suporte maior de número de clientes, permitindo a coexistência entre estas, pretendendo minimizar despesas de capital e de custos operacionais das suas redes de acesso.

O grupo FSAN [5] (*Full Service Access Network*) em conjunto com o ITU-T dividem as NG-PON em NG-PON1 e NG-PON2, sendo as primeiras definidas como soluções a médio prazo e as segundas de longo prazo. Nas NG-PON1 encontram-se as, acima referidas, G-PON e EPON, às quais se junta a XG-PON (*10-Gigabit-capable PON*), enquanto para as NG-PON2 existem diversas tecnologias que podem prosperar [6]. Na Figura 1.1.2 encontra-se o roteiro traçado para as NG-PON.

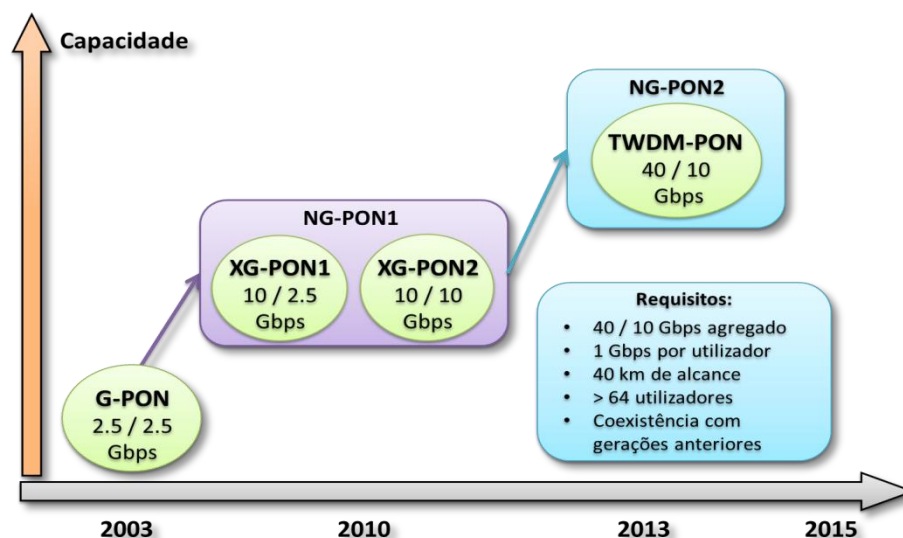


Figura 1.1.2 - Roteiro traçado para as NG-PON. Baseado em [6].

As XG-PON (NG-PON1) são definidas pela recomendação G987 do ITU [7] e permitem ritmos de transmissão de 10 Gbps em *downstream*, e 2.5 Gbps ou 10 Gbps para *upstream*, admitindo a coexistência com as tecnologias anteriores, enquanto para as NG-PON2 pretende-se incrementar

o ritmo de transmissão de 10 Gbps para 40 Gbps. Para tal, vários cenários foram estudados utilizando somente, TDM [8] (*Time Division Multiplexing*) ou WDM [9] (*Wavelength Division Multiplexing*), ou então TDMA+WDM. Contudo o cenário que foi escolhido foi o TDMA+WDM que, tirando partido dos resultados obtidos para as redes XG-PON, multiplexa 4 ou 8 cenários XG-PON em comprimentos de onda diferentes e contíguos permitindo assim aumentar os ritmos de transmissão nos sentidos *downstream* em $N \cdot 10$ Gbps e *upstream* em $N \cdot 2.5$, onde N representa o número de comprimento de onda a utilizar. Como o cenário de TWDM-PON permite alocação de vários comprimentos de onda, estuda-se a possibilidade de transmitir sinal RF, seja ele digitalizado ou analógico, num ou mais canais presentes nesta.

1.2. Objetivos

A presente dissertação tem como principais objetivos:

- Estudar a transmissão de sinal RF analógico e digital sobre fibra, RoF e DRoF, respetivamente.
- Observar e caraterizar os cenários isolados de RoF e DRoF.
- Observar e caraterizar o sistema DRoF com e sem recurso do codificador 8B/10B presente no sistema.
- Estudar as normas das redes de acesso para distribuição do sinal de G-PON, XG-PON e TWDM-PON.
- Observar e caraterizar as tecnologias G-PON, XG-PON e TWDM-PON (40/10 e 40/40 Gbps), isoladamente.
- Observar e caraterizar o cenário de coexistência em que as tecnologias G-PON, XG-PON e TWDM-PON (40/10 e 40/40 Gbps) estão presentes.
- Observar e caraterizar o cenário de coexistência em que as tecnologias G-PON, XG-PON, TWDM-PON (40/40 Gbps) e DroF estão presentes.

1.3. Estrutura

A presente dissertação está organizada em 6 capítulos:

- Introdução;
- Componentes de sistemas óticos
- Sistemas de transmissão de rádio;
- Redes óticas passivas;
- Simulações e Resultados;
- Conclusões e Trabalho futuro.

Neste primeiro capítulo efetua-se o enquadramento, apresentam-se os objetivos, as contribuições do trabalho e a estrutura da dissertação. No segundo capítulo são apresentados alguns componentes presentes em sistemas óticos e os fenómenos óticos inerentes a estes, que determinam o seu desempenho nos sistemas em que estão inseridos. No terceiro capítulo são apresentados os sistemas de transmissão de rádio RoF e DroF, caracterizando-se cada um deles. No quarto capítulo são apresentadas tecnologias de distribuição de sinais: G-PON, XG-PON e TWDM-PON. Aqui serão apresentadas as características gerais e limitações destas. No quinto capítulo são apresentados as simulações e resultados obtidos através do VPIphotonics [10]. São, primeiramente, simuladas as tecnologias isoladamente, sendo em seguida simulada a coexistência das várias tecnologias num só cenário. No sexto são apresentadas as conclusões e sugeridos possíveis trabalhos que possam ser desenvolvidos nesta área.

1.4. Contribuições

As principais contribuições do trabalho apresentado são:

- Apresentação, validação e comparação de sistemas RoF e DRoF com e sem codificador 8B/10B.
- Estudo do efeito de *Raman* estático no cenário de coexistência das tecnologias G-PON, XG-PON e TWDM-PON assimétrico e simétrico.
- Apresentação, estudo e validação do cenário TWDM-PON simétrico (40 Gbps)
- Apresentação, estudo e validação do cenário de coexistência de tecnologias G-PON, XG-PON, TWDM-PON simétrico e DRoF sem codificador 8B/10B.

2. Componentes de Sistemas óticos

Neste capítulo são apresentados os principais componentes óticos presentes nas redes óticas existentes nos dias de hoje. Entre eles encontram-se os lasers, moduladores, fibras, díodos PIN e amplificadores óticos.

2.1. Laser

Um laser pode ser entendido como sendo um oscilador com amplificação, realimentação e seletor de frequência. Assim um laser semiconductor é constituído por um meio ativo constituído por átomos, moléculas e iões capazes de emitir radiação, por uma fonte externa de energia com vai estimular esses átomos, e uma cavidade ótica ressonante formada por dois espelhos onde os fótons são refletidos [11]. Na Figura 2.1.1 é possível observar os elementos que constituem um laser.

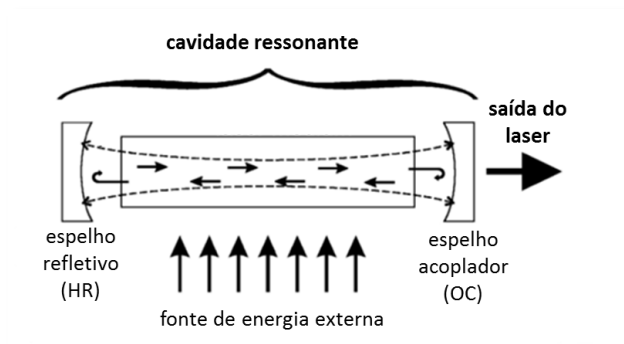


Figura 2.1.1 - Elementos que constituem um laser [12].

2.1.1. Laser RIN

A intensidade relativa do ruído descreve a variação do nível de potência no laser. Esta variação pode dever-se a flutuações do ganho médio do laser, da transferência do ruído gerado na fonte de luz ou simplesmente gerada por vibrações na cavidade do laser. A RIN pode ser medida através da amostragem da corrente de saída do foto-detetor no tempo e transformado em seguida para o domínio da frequência através de uma transformada de Fourier rápida (*Fast Fourier Transform*) [12].

2.1.2. Largura de linha e Ruído de fase

A largura de linha define-se como a largura do espectro do laser, mais precisamente a largura da densidade espectral de potência do campo elétrico emitido em termos de frequência,

número de onda ou comprimento de onda. Esta largura depende essencialmente do tipo de laser e pode ser minimizada recorrendo a uma otimização de desenho do laser ou tentando suprimir ao máximo o ruído externo ao laser. Usualmente a largura de linha de um laser é da ordem dos MHz, podendo chegar mesmo a poucos kHz [12].

O ruído de fase é outro fator em ter conta nas ligações com fibra devido à sua natureza dispersiva que permite que a modulação em fase se converta em modulação de intensidade durante a transmissão. Este processo despoleta um novo tipo de ruído chamado de ruído de dispersão de intensidade que vai fazer com que o SNR no recetor diminua.

2.1.3. Modulação direta de díodos de laser

Na modulação direta a informação é modulada sobre a corrente de controlo do laser, resultando assim num formato de modulação em intensidade, simples e sem necessidade de recorrer a um bloco externo para modular a informação. Este tipo de modulação é utilizado para ritmos de transmissão de 2.5 Gbps ou 10 Gbps, dependendo da aplicação desejada [13].

2.1.3.1. *Chirp*

O *chirp* é um fenómeno relacionado com a largura de linha e define-se como sendo a variação da frequência de saída do laser no tempo, o que leva a um aumento da largura de banda de cada sinal. Este fenómeno ocorre devido à variação da corrente de *bias* associada à modulação direta. Assim se tivermos um sinal de *chirp* onde a frequência aumenta com o decorrer do tempo este sinal é apelidado de *up-chirp* e caso o aconteça o contrário este será apelidado de *down-chirp*. Este fenómeno pode ser minimizado ou mesmo removido, quando o impulso se propaga em componentes óticos com dispersão cromática apropriados, recorrendo ao uso de uma rede de *Bragg* externa ou ainda controlando a corrente de *bias* do laser.

2.1.3.2. Modulação em amplitude e Modulação em frequência

No que diz respeito à modulação em amplitude a sua eficiência avalia-se segundo a relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída, sendo importante observar o declive da curva característica de polarização pois quanto maior for o declive maior será a curva à saída do modulador, o que significa maior ganho de modulação, melhor SNR e menos distorção introduzida no sinal. Na Figura 2.1.2 observa-se como a potência ótica de saída varia com a corrente de entrada.

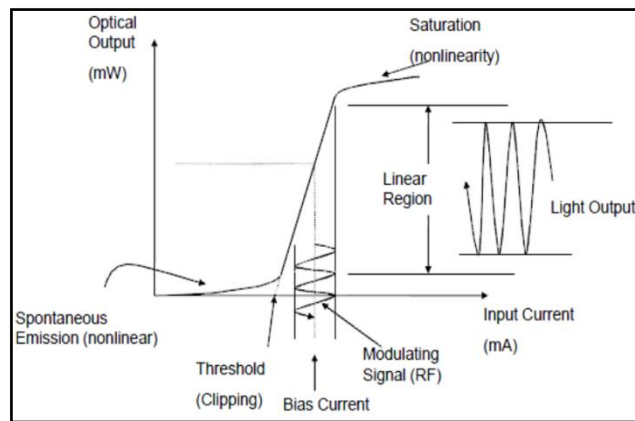


Figura 2.1.2 - Variação da potência ótica de saída com a corrente de entrada [14].

É preciso ter em conta que o ganho de modulação varia de acordo com a frequência sendo por isso necessário especificar para que frequência se obtém certo ganho.

No que diz respeito à modulação em frequência esta é usada, por exemplo, em lasers DFB [15] pois estes conseguem operar em *single mode*.

2.1.3.3. Não linearidades: *clipping* e intermodulação

Clipping é um fenómeno que ocorre quando o sinal de entrada é demasiado elevado e alguns dos picos possam aparecer na zona não linear da curva de *biasing* do laser, o que implica um nível elevado de distorção do sinal de saída. Na Figura 2.1.3 observa-se este efeito.

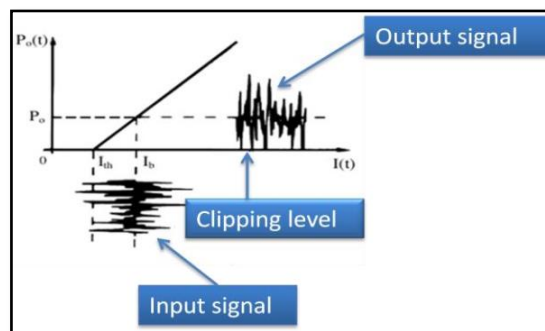


Figura 2.1.3 - Efeito de *clipping* no laser [12].

Quando a corrente que alimenta o laser oscila e este se encontra num modo quási-estacionário, fenómenos de distorção não linear aparecem (para frequências de modulação na ordem das centenas de MHz). Para frequências de modulação mais elevadas começa a surgir ressonâncias entre frequências, o que em termos de largura de banda, se reflete sempre como o fator limitativo.

2.2. Moduladores

Os moduladores são dispositivos que permitem converter um sinal elétrico numa sequência de bits óticos, sendo que nesta secção se irá apresentar o modulador externo *Mach-Zehnder*.

2.2.1. *Mach-Zehnder*

O modulador *Mach-Zehnder* (MZM – *Mach-Zehnder Modulator*) é um modulador externo baseado no interferómetro *Mach-Zehnder* (MZ). Este tipo de modulador utiliza material eletro-ótico, cujo índice de refração pode ser alterado através da aplicação de uma tensão externa, e um interferómetro MZ para, utilizando o princípio de interferências construtivas e destrutivas entre os sinais que se propagam por cada um dos seus braços, produzir modulação em intensidade [16]. Na ausência de tensão externa, os sinais óticos propagados nos dois braços podem apresentar o mesmo desfasamento interferindo construtivamente. O desfasamento adicional introduzido em um dos braços, através da mudança no índice de refração induzidas pela tensão externa aplicada, reduz a natureza construtiva da interferência reduzindo assim a potência de sinal transmitida. Quando o desfasamento entre os braços é de π , nenhum sinal é transmitido pois ocorre uma interferência destrutiva completa [16].

2.2.1.1. Regime linear

Uma das desvantagens em usar este modulador deve-se ao facto da curva de entrada e saída possuírem a forma de cosseno, o que para sinais multi-ton implica a geração de somas e diferenças da frequência do sinal de entrada, causando assim deterioração da SNR. Esta desvantagem pode ser minimizada colocando o modulador a operar somente com 50% da polarização ótica, dizendo assim que este está a operar em regime linear. Adicionalmente pode colocar-se a operar em quadratura o que permite eliminar os produtos de distorções de ordem par e minimizar os de ordem ímpar em função da intensidade do sinal de saída.

2.2.1.2. Eficiência de transferência de potência

A eficiência num MZM está associada à forma sinusoidal da curva característica da saída do MZM vs a tensão de condução aplicada, sendo que para se conseguir o máximo de eficiência sem haver distorção é necessário polarizar 50% da forma-de-onda. Caso se polarize

menos ou mais percentagem da forma de onda irá ocorrer variações de fase e irá ser introduzida distorção ao sinal ou ainda poderão aparecer novas frequências no sinal de saída, reduzindo assim a eficiência do sinal. Na Figura 2.2.1 observa-se a curva característica do MZM.

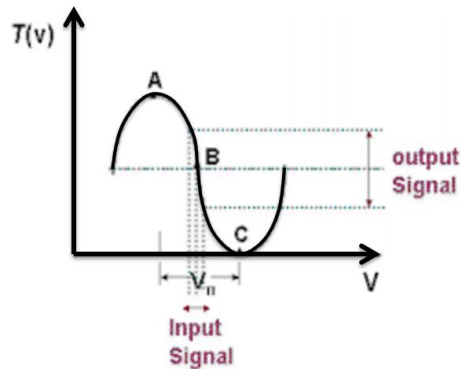


Figura 2.2.1 - Curva característica do MZM saída vs entrada [12].

Através da observação do gráfico é possível concluir que quanto maior for o declive entre o ponto A e C maior será a amplitude do sinal de saída.

2.2.1.3. Propriedades não lineares

Como acima dito, caso a polarização seja abaixo ou acima de 50% irão ocorrer fenómenos de distorção ou de aparecimento de novas frequências. Ora estes fenómenos incluem-se nas propriedades não lineares dos MZM e consoante as aplicações estes podem ou não ser desejados.

A multiplicação de frequências surge ao aplicar-se uma tensão de polarização à entrada do modulador, causando assim uma modulação não-linear no sinal ótico de entrada levando ao aparecimento de um ou mais múltiplos pares do sinal elétrico de entrada [17]. Um exemplo é o caso da obtenção do dobro da frequência usando um MZM, sendo este polarizado a *dc* no pico de potência de saída.

A intermodulação consiste numa modulação do sinal com frequências indesejadas. A intermodulação entre cada componente de frequência irá criar sinais adicionais com frequências que, regra geral, não são harmónicas do sinal de entrada, sendo muito das vezes somas ou diferenças de frequências da frequência original. O sinal de saída pode então ser estimado através das séries de Taylor [18]. Sendo assim a intermodulação cria falsas emissões podendo criar interferências mínimas ou severas no sinal de saída. Não deve contudo ser confundido com distorção harmónica.

2.3. Fibra Ótica

A fibra ótica é um componente essencial para as redes óticas pois é ela que funciona como meio de propagação do sinal transmitido [19]. O sinal ao propagar-se neste meio irá sofrer vários fenômenos, sejam eles somente lineares ou não-lineares ou mesmo ambos, afetando assim o desempenho do sistema. Estes fenômenos irão limitar a distância de transmissão e a taxa de transmissão sendo por isso objeto de análise neste capítulo.

As fibras podem ser classificadas em 2 grandes grupos: mono-modo e multi-modo. As primeiras são utilizadas quando se quer propagar apenas um modo, possuindo um núcleo de menor diâmetro em comparação com as fibras multi-modo. As segundas são usadas quando se pretende propagar mais que um modo na mesma fibra, possuindo assim um maior núcleo. Em termos de distância de propagação as primeiras são usadas para distâncias elevadas, enquanto as segundas são usadas para distâncias mais curtas.

2.3.1. Propriedades lineares

Em termos de propriedades lineares, as mais importantes são a atenuação, a dispersão cromática do sinal ao longo da fibra e a dispersão dos modos de polarização, pois estas irão influenciar tanto a distância máxima a que o sinal se poderá propagar como reduzir a relação sinal-ruído, respetivamente. Assim nos próximos pontos irá explicar mais detalhadamente estas propriedades.

2.3.1.1. Atenuação

Atenuação define-se como a potência de sinal que se perde na fibra ao longo da fibra quando este se propaga. Durante alguns anos esta foi considerada como um fator limitativo para o aumento da capacidade das redes óticas, mas com o surgimento de novos dispositivos óticos (amplificadores óticos) e com a chegada de novos sistemas com ritmos de transmissão elevados, esta deixou de ter um papel tão limitativo [20].

A atenuação num sinal sofre uma variação com a distância de acordo com a lei exponencial [12] observável na expressão 2.3.1:

$$P = P_0 e^{-\alpha_p * x} \quad (2.3.1)$$

Onde α_p é coeficiente de atenuação na fibra expresso em km e P_0 é a potência do sinal quando este se começa a propagar na fibra ótica. Em ambientes de fibra ótica, a atenuação expressa-se usualmente em dB/km, tal como mostra a expressão 2.3.2.

$$\alpha_{dB/Km} = \frac{10}{L} \cdot \log \left[\frac{P_{in}}{P_{out}} \right] \approx 4.343 \cdot \alpha_{km^{-1}} \quad (2.3.2)$$

Quando se fala em atenuação é preciso ter em conta várias variáveis tais como o comprimento de onda que se propaga na fibra, a absorção de potência de sinal, espalhamento e perdas por radiação.

Como referido acima o comprimento de onda afeta fortemente as perdas do sinal na fibra, sendo a variável mais afetada a atenuação, o que se traduz no gráfico da Figura 2.3.1 onde é possível observar 3 regiões onde se pode propagar sinais óticos: 850nm, 1310nm e 1550nm.

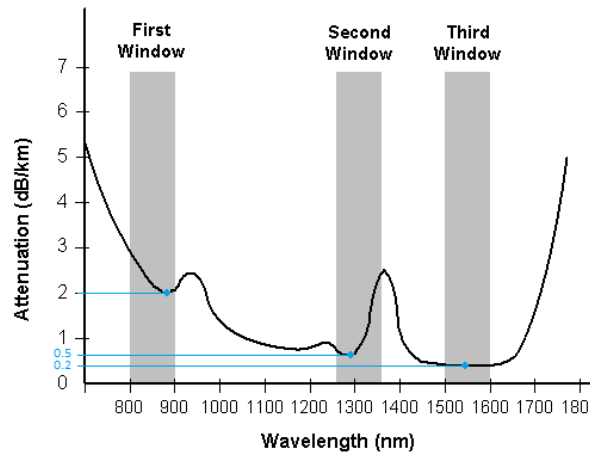


Figura 2.3.1 - Atenuação para diversos comprimentos de onda [21].

Quantificando as variáveis que mais contribuem para a atenuação nas fibras óticas pode concluir-se que neste momento as mais importantes são:

Os lasers podem ser do tipo:

- Perdas por absorção que se podem dividir em perdas por absorção intrínseca ou em perdas por absorção extrínseca. As primeiras estão associadas ao material que constituiu a fibra (usualmente SiO₂) e as segundas às impurezas que ficam na fibra durante a fase de processo da mesma, nomeadamente iões OH e Fe;
- Espalhamento de *Rayleigh* que se deve às variações da densidade do material da fibra aquando do seu processo de fabrico, o que leva a variações aleatórias do índice de refração ao longo da fibra, o que por sua vez implica o espalhamento do sinal a propagar nesta.

- Irregularidades geométricas da fibra tais como micro e macro dobragens e malformações na interface núcleo-bainha, que possibilitam a perda por radiação.

2.3.1.2. Dispersão cromática

A dispersão cromática divide-se em duas componentes: dispersão material e dispersão no guia de onda que originam o alargamento do sinal transmitido.

A dispersão material deve-se ao facto do índice de refração da sílica variar com a frequência causando assim que diferentes componentes espectrais se propaguem com velocidades de grupo diferentes, levando ao alargamento do sinal, enquanto a dispersão no guia de onda se deve ao modo como a energia do sinal se distribui na fibra, sendo que 80% desta se concentra no núcleo e a restante na bainha. Como os 20% viajam na bainha possuem velocidade superior à velocidade da energia que se concentra no núcleo originando dispersão intermodal [19].

A combinação destas duas componentes numa fibra ótica dá a dispersão cromática e pode ser vista na Figura 2.3.2. Através da observação desta é possível concluir que ambas as dispersões têm comportamentos opostos com o aumento do comprimento de onda do sinal ótico. Observa-se então uma dispersão cromática com valores negativos para comprimentos de onda baixos, passando pelo nulo por volta dos 1310nm e obtendo valores na ordem dos 16, 17 ps/nm/km para um comprimento de onda de 1550nm.

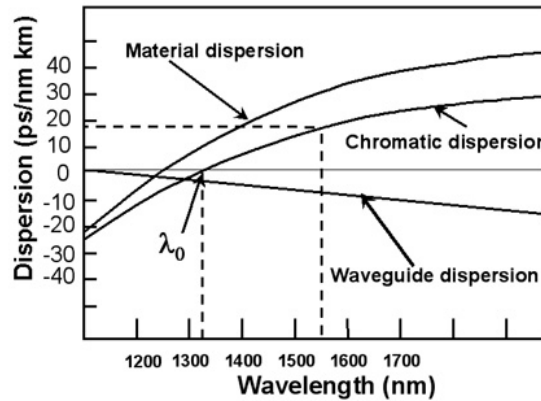


Figura 2.3.2 – Dispersão cromática, resultado combinado da dispersão material e dispersão do guia em função do comprimento de onda [20]

Sendo assim pode definir-se o parâmetro dispersão D como mostra a expressão 2.3.3:

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.3.3)$$

Onde c é a velocidade da luz no vácuo, λ é comprimento de onda do sinal e β_2 representa a dispersão da velocidade de grupo. A expressão 2.3.3 apresenta unidade de ps/nm/km o que permite interpretar a dispersão como um atraso D que um impulso sofre relativamente ao outro, com um comprimento de onda central deslocado de menos de 1 nm após 1 km de propagação.

2.3.1.3. Dispersão dos modos de polarização

A dispersão dos modos de polarização (PMD) é uma das principais fontes de distorção de um sistema que utiliza informação multiplexada em polarização. Este conceito tem origens associadas à presença simultânea das componentes x e y do campo elétrico e está relacionado com as degradações que o sinal adquire devido à diferença de velocidade entre os dois modos de polarização ortogonais [22]. Quando se considera as perdas dependentes da polarização desprezáveis, tem-se que o estado de polarização horizontal e vertical rodam aleatoriamente, mantendo a ortogonalidade entre si.

Os efeitos da PMD são semelhantes aos efeitos da dispersão cromática. No entanto, a dispersão cromática é um fenómeno relativamente uniforme podendo ser calculada a partir da soma de várias secções da fibra. Já o fenómeno da PMD não é uniforme ao longo da fibra, forçando os projetistas a desenvolver estatísticas para compensar as perturbações da PMD.

Na Figura 2.3.3, observa-se o efeito da PMD no sinal propagante na fibra.



Figura 2.3.3 – Efeito da PMD provocado no sinal propagante na fibra [23].

2.3.2. Propriedades não lineares

As propriedades não lineares da fibra foram observadas no início dos anos 60 e até aos dias que correm têm sido estudadas. Entre elas encontram-se o espelhamento estimulado de *Raman*, o espalhamento estimulado de *Brillouin*, a auto modulação de fase, a modulação de fase cruzada e a mistura de quatro ondas.

2.3.2.1. Espalhamento estimulado de *Raman*

O espalhamento estimulado de *Raman* é uma propriedade não linear importante pois pode transformar uma fibra ótica em um amplificador de *Raman* ou num laser sintonizável de *Raman*. Por outro lado limita a performance de um sistema multicanal aquando da transferência de energia de um canal para os canais vizinhos [24]. Este espalhamento resulta da interação não linear entre a luz e as vibrações das moléculas da sílica. Assim quando um fóton incidente perde a sua energia, surge outro fóton com energia inferior e assim sucessivamente, sendo o sinal propagante atuante como uma fonte de fótons que permite a geração destes fótons com energia inferior que estão deslocados em frequência do sinal original criando assim o espalhamento estimulado de *Raman* [25].

Caso se use uma fonte externa ou mesmo uma fonte de sinal muito potente, este efeito será mais intenso e a fibra ótica passaria a ser usada como um amplificador de *Raman* [24].

2.3.2.2. Espalhamento estimulado de *Brillouin*

O espalhamento estimulado de *Brillouin* é uma propriedade não-linear em ter em conta pois vem limitar a potência máxima ótica que pode ser lançada eficientemente na fibra ótica.

Este fenómeno refere-se a um efeito num sistema contra propagante e é causado pela interação entre o sinal ótico e as ondas acústicas na fibra ótica, levando à difusão de energia do sinal ótico na direção contrária à transmissão. Quando a potência de transmissão da fonte ótica ultrapassa um certo valor (dependente da largura de banda), parte da potência lançada na fibra é redirecionada para o transmissor causando reflexões no sinal ótico transmitido. Estas reflexões causam degradação no sinal propagante levando assim a uma piora da BER (*Bit Error Rate*) [19].

2.3.2.3. Auto modulação de fase

Este efeito manifesta-se na variação da fase do sinal ao longo da fibra ótica, provocada pela variação de amplitude do próprio sinal. Como consequência desta variação de fase, as frequências sofrem alterações que levam ao alargamento simétrico do espetro, mantendo contudo a forma temporal inalterada [22]. Este efeito pronuncia-se de forma mais acentuada para sistemas de alta potência, uma vez que este efeito é proporcional à potência do sinal transmitido [26].

Este fenómeno ocorre quando o flanco ascendente do pulso que se propaga no núcleo da fibra ótica causa um aumento do índice de refração resultando num deslocamento azul (*blue shift*), o que leva a uma diminuição da velocidade do pulso, enquanto o flanco descendente do

pulso causa uma redução do índice de refração da fibra resultando um deslocamento vermelho (*red shift*), levando a um aumento da velocidade do pulso, Figura 2.3.4. Estes deslocamentos introduzem um *chirp* em frequência em cada flanco que ao interagirem com a dispersão na fibra leva ao alargamento do pulso.

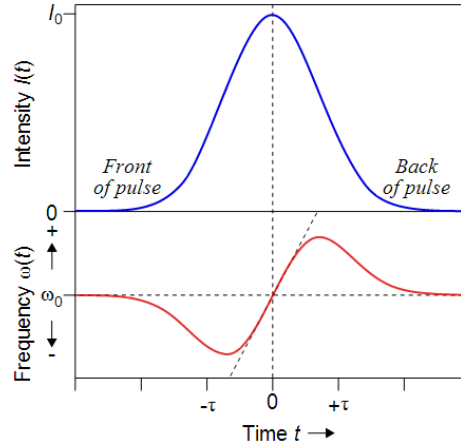


Figura 2.3.4 - Blue shift e red shift [27].

2.3.2.4. Modulação de fase cruzada

O fenómeno de modulação fase cruzada é semelhante ao de auto modulação de fase onde apenas um sinal se propaga. Contudo neste caso tem-se mais que um sinal a propagar-se no mesmo meio o que leva a mais alterações de índice de refração. Quando os sinais se sobrepõem irão criar distorção nos outros sinais co propagantes através deste fenómeno.

Contrariamente ao fenómeno de auto modulação, neste a dispersão na fibra tem pouco impacto, sendo que aumentando a área efetiva da fibra se poderá reduzir este fenómeno de modulação de fase cruzada.

2.3.2.5. Mistura de quatro ondas

A mistura de quatro ondas [28] (FWM – *Four Wave Mixing*) ocorre quando vários sinais, com frequências diferentes, interagem entre si na sequência do batimento de frequências três a três, originando novas frequências.

Tomando por exemplo a expressão 2.3.4,

$$\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k \quad (2.3.4)$$

Onde ω_i , ω_j e ω_k são três frequências óticas onde $i, j \neq k$ e $i, j, k \in \{1, 2, 3\}$, estas irão misturar-se dando origem a um quarto produto ω_{ijk} .

Assim na Figura 2.3.5 e Figura 2.3.6 é possível observar o efeito dos produtos resultantes da expressão 2.3.4. Na Figura 2.3.5 ilustra-se o caso onde os canais WDM são igualmente espaçados (caso dos sistemas DWDM [29] e UDWDM [30]), onde não se observa *crosstalk* mas sim a sobreposição das frequências geradas por FWM com as frequências de sinal, causando degradação que não pode ser removida visto não se poder filtrar opticamente as frequências geradas. O número de frequências geradas, M, para N sinais óticos é dado pela expressão 2.3.5:

$$M = \frac{N^2}{2}(N - 1) \quad (2.3.5)$$

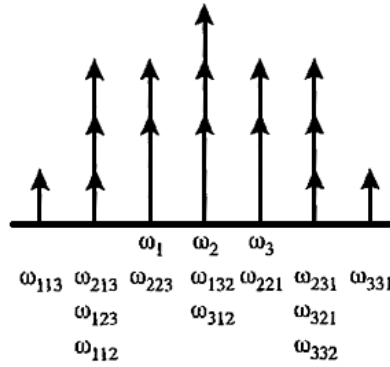


Figura 2.3.5 - Produtos resultantes da expressão 2.3.4 quando os canais estão igualmente espaçados [31].

Na Figura 2.3.6 ilustra-se a situação em que as frequências de canal não estão espaçadas igualmente, podendo assim filtrar-se opticamente as frequências geradas por FWM.

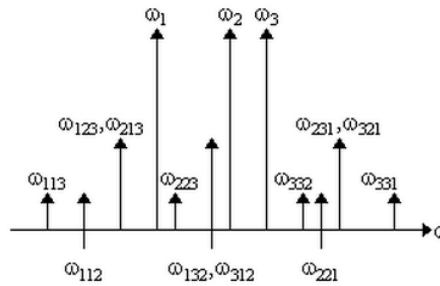


Figura 2.3.6 - Produtos resultantes da expressão 2.3.4 quando os canais não estão igualmente espaçados [31].

2.4. Recetores

Nesta secção são apresentados e diferenciados os recetores PIN e APD (*Avalanche Photo Diode*).

2.4.1. Díodos *PIN*

Estes díodos foram desenvolvidos com o intuito de melhorar a eficiência dos foto-detetores, sendo para isso introduzido uma ligeira camada intrínseca entre as regiões p e n do semiconductor [19].

Nestes díodos a região intrínseca é bombardeada com portadores de carga p e n até que se atinge um equilíbrio (número de eletrões igual ao número de lacunas), começando a conduzir corrente. Tendo em comparação que a largura das regiões p e n é menor que a largura da região intrínseca, tem-se que grande parte da absorção de luz se processa na nesta região o que vem aumentar a eficiência e responsividade do foto-díodo. Se a este facto se adicionar uma polarização inversa, a região de depleção, aumenta e a capacidade de junção é reduzida, o que proporciona uma maior largura de banda. As dimensões de largura e comprimento da região intrínseca podem então ser manipuladas independentemente de modo a se obter uma maior eficiência na receção dos fotões e um tempo de trânsito menor. Contudo não se pode descurar que devido às pequenas dimensões da fibra ótica, é complicado obter perdas por acoplamento baixas.

Assim o principal objetivo destes díodos é detetar sinais óticos fracos ou fortes, mantendo uma boa relação sinal-ruído[32] e [33].

A nível de ruído associado a estes recetores encontram-se o ruído quântico, térmico e o ruído devido a corrente negra. O primeiro deve-se à aleatoriedade do processo de foto-deteção, enquanto o segundo se deve à variação da resistividade dos componentes com a temperatura. Por último, o ruído devido à corrente negra que ocorre mesmo na ausência de luz e que se deve a fugas de corrente e à excitação térmica dos portadores.

Uma das características mais importantes deste tipo de díodos é a sensibilidade que mede a resposta de um sinal ótico em função da sua intensidade e pode ser obtida segundo dois conceitos: eficiência quântica e responsividade [34].

A eficiência quântica, η , mede a fração do número de pares eletrão-lacuna gerados no detetor em relação ao número de fotões incidentes, segundo a expressão 2.4.1,

$$\eta = \frac{\text{eletrões} - \text{lacunas gerados no detetor}}{\text{fotões incidentes}} \quad (2.4.1)$$

para se obter a máxima eficiência quântica a região de depleção deve ser larga o suficiente de modo a permitir que uma grande parte da luz incidente possa ser absorvida. Contudo quanto mais extensa for a região de depleção mais tempo será preciso para que os portadores foto-gerados passem através junção inversamente polarizada. Como o tempo de deriva dos portadores determina a velocidade de resposta de um foto-díodo, um compromisso terá que ser feito entre a velocidade de resposta e eficiência quântica.

A responsividade, usada frequentemente para caracterizar o desempenho do foto-díodo, específica a foto-corrente gerada por unidade ótica de potência, como demonstrado na expressão (2.4.2)

$$R = \eta * \frac{q}{h * \nu} \quad (2.4.2)$$

onde q representa a carga do elétron, h a constante de Plank e ν representa a frequência do sinal ótico. A unidade da responsividade é A/W.

Tipicamente a responsividade de um díodo PIN em função do comprimento de onda é ilustrada na Figura 2.4.1.

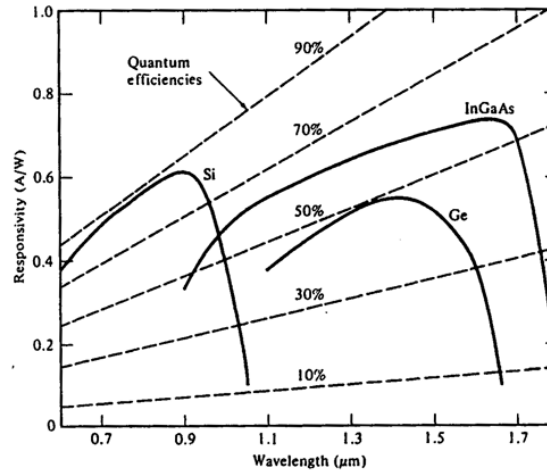


Figura 2.4.1 - Responsividade de um díodo PIN [34].

A Figura 2.4.1 ilustra que responsividade depende do comprimento de onda e do material de que é feito o foto-díodo, pois diferentes materiais possuem diferentes *gaps* de energia. Assim para um dado material, à medida que o comprimento de onda do fóton incidente aumenta, a energia do fóton necessária para excitar um elétron da banda de valência para a banda de condução diminui. Ainda se pode observar que a responsividade decai rapidamente depois de ultrapassado o comprimento de onda de corte [32].

De referir ainda que devido à sua resposta quadrática o foto-díodo pode ser problemática aquando da receção de sinais RF, pois vários batimentos são produzidos, distorcendo o sinal recebido, e réplicas do sinal pretendido podem impor-se e reduzir o desempenho do sistema.

2.4.2. Díodo de avalanche

Os díodos de avalanche (APD – *Avalanche Photo Diode*) apresentam um princípio de funcionamento semelhante aos díodos da secção 2.4.1, contudo estes apresentam uma sensibilidade superior, obtida à custa de uma maior complexidade, o que permite a utilização de menores potências de transmissão [35]. O facto de apresentarem uma maior sensibilidade advém grande parte da maior responsividade que estes apresentam, obtida através de um ganho de corrente interno. Este ganho de corrente interno é obtido devido ao impacto da ionização sob o efeito de um campo elétrico forte. Os portadores foto-gerados no foto-díodo são acelerados pelo campo elétrico na zona de depleção, adquirindo energia cinética. Quando estes embatem na estrutura do cristal perdem alguma energia cinética para o cristal, e caso esta seja maior que a energia de *bandgap* será libertado um eletrão livre. Em seguida o eletrão livre e a lacuna criados adquirirão energia cinética, o que irá causar uma maior impacto na ionização. O resultado deste processo é apelidado de avalanche, devido ao número de portadores livres crescer exponencialmente com o decorrer do processo. Este impacto cumulativo na ionização produz um número de portadores livres, na região de depleção, superior ao produzido pelo processo de foto-ionização. Consequentemente, a corrente total produzida é maior que a primeira foto-corrente gerada, sendo este processo de amplificação de corrente ocorrido dentro do foto-díodo. Assim tem-se que o ganho de corrente obtido no APD é dado pela expressão 2.4.3,

$$M = \frac{I_{APD}}{I_{ph}} \quad (2.4.3)$$

onde I_{APD} é a corrente total gerada pelo APD e I_{ph} é a corrente gerada pela absorção de fotões.

Assim tem-se que a responsividade dos díodos APD é dada pela expressão 2.4.4,

$$R = \eta * \frac{q}{h * \nu} * M \quad (2.4.4)$$

onde M representa o ganho de corrente interno e é obtido pela expressão 2.4.3.

2.5. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os principais componentes óticos presentes num sistema PON. Assim começou-se pelos lasers onde foi apresentado a intensidade relativa do ruído, a largura de linha e o ruído de fase. Em seguida passou-se para os moduladores, tendo sido apresentada a modulação direta e a modulação externa. Nestas foram apresentadas os principais efeitos que levam à deterioração do sinal a propagar, bem como o ponto de funcionamento ótimo para que estes efeitos sejam minimizados. Seguidamente apresentaram-se as propriedades lineares e não lineares das fibras óticas, tendo sido apresentados a atenuação, a dispersão cromática, o espalhamento estimulado de *Raman*, o espalhamento estimulado de *Brillouin*, a auto modulação de fase, a modulação de fase cruzada e a mistura de quatro ondas.

Por fim abordou-se os recetores óticos que são utilizados mais frequentemente, os díodos PIN e os APD. Nesta secção apresentou-se o princípio de funcionamento de ambos assim como as principais diferenças que levam à sua escolha para os diversos sistemas.

3. Sistemas de Transmissão de Rádio

Neste capítulo é abordada a transmissão de sinais de rádio em redes de fibra ótica, pois atualmente as ondas rádios tornaram-se um meio de comunicação popular, permitindo ao utilizador uma grande mobilidade. Com o aumentar do número de utilizadores, os operadores foram forçados a aumentar as capacidades das redes já existentes através do uso de frequências mais elevadas e uso de células menor dimensão. Contudo há que ter em conta que quando mais elevarmos as frequências de operação maior serão as perdas de transmissão associadas e também o custo associado ao sistema. Para as operadoras é vital que os custos da instalação e manutenção dos dispositivos sejam os mais baixos possíveis, sendo por isso necessário que as unidades de rádio sejam o mais simples possível. Para tal torna-se evidente que toda a complexidade associada ao processamento de sinal se encontre localizada no *headend*.

3.1. Radio over Fiber - RoF

O rádio sobre fibra (*Radio over Fiber, RoF*) é uma tecnologia que permite reduzir os custos associados a um sistema de rádio, através da simplificação das antenas remotas e também da partilha do equipamento de rádio dispendioso nas estações centrais (*Central Stations, CS*), tornando-se assim uma boa solução para os operadores de telecomunicações. Para tal os sinais de rádio frequência (elétricos) são distribuídos através de componentes e dispositivos óticos desde o *headend* até às estações remotas (RAUs – *Remote Antenna Units*). Assim com RoF é possível centralizar os custos e processamento dos sinais num *headend* partilhado e distribuir, através de fibra ótica, o sinal pelas RAUs (ou RAP – *Radio Access Point*), com perdas de 0.2 dB/km para 1550nm e 0.5 dB/km para 1310 nm. Na Figura 3.1.1 [36], ilustra-se o esquema simplificado de um sistema de RoF.

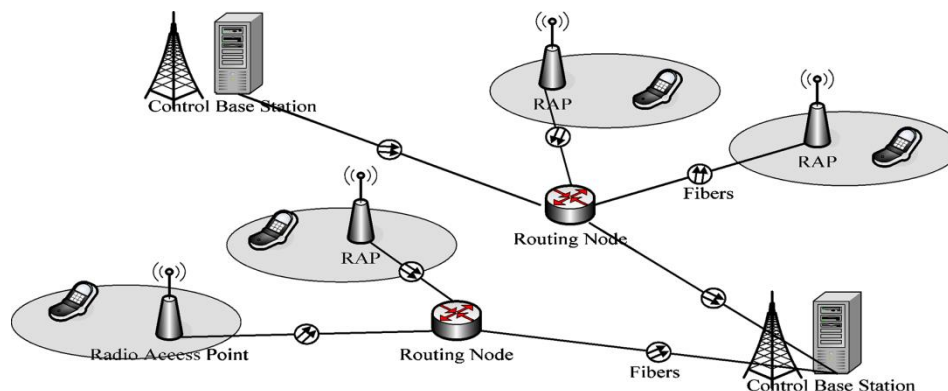


Figura 3.1.1 - Esquema de uma rede de distribuição de sinal de rádio analógica sobre fibra.

Com esta tecnologia as RAUs/RAP só necessitam de ter unidades de conversão, do sinal ótico para elétrico, e amplificação do sinal, tornando-se em equipamentos muito mais simples. Na Figura 3.1.2, ilustra-se um *link* entre a CS e uma BS (Base Station).

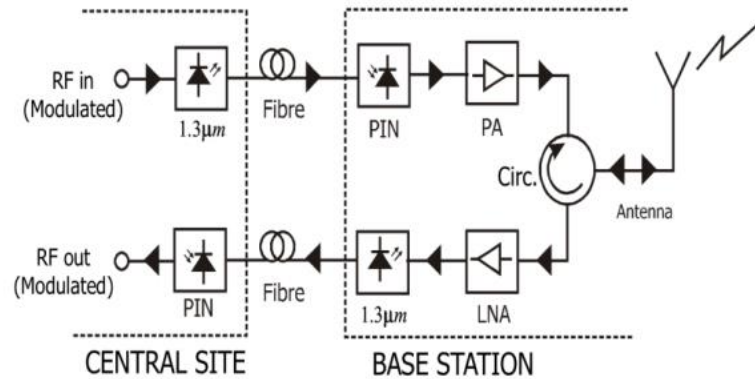


Figura 3.1.2 - *Link* ente estação central e estação base [37].

3.1.1. Vantagens

Existe um grande número de vantagens associadas ao uso desta tecnologia, que levam à sua proliferação.

Uma das primeiras vantagens é a baixa atenuação que o sinal sofre ao longo da transmissão. Hoje em dia existem fibras mono-modo com atenuações de 0.2 dB/km e 0.5 dB/km para os 1550 nm e 1300 nm, respetivamente. Com atenuações como as ilustradas na Figura 2.3.1, é possível aumentar as distâncias de transmissão, ao mesmo tempo que se reduz na potência despendida para tal [38].

Outra das vantagens é a largura de banda oferecida neste tipo de sistemas, que é muito superior à oferecida pelos sistemas elétricos. Numa fibra mono-modo é possível alcançar 50 THz de largura de banda teórica mas na prática atinge-se cerca de 16 THz [39]. Esta oferta de largura abre caminho a velocidades de processamento de sinal elevadas, que com os equipamentos elétricos existentes se torna praticamente inviável. Assim a grande oferta de largura de banda no domínio ótico é limitada pela largura de banda dos equipamentos elétricos existentes.

Por outro lado quando se usam micro-ondas é preciso levar em conta as interferências eletromagnéticas que podem levar à destruição do sinal. A imunidade às interferências eletromagnéticas (EMI) é então outra vantagem associada ao uso de fibra na transmissão destas ondas, garantindo ainda a imunidade a possíveis escutas no canal de transmissão [38].

Aquando da utilização deste tipo de sistemas, toda a complexidade é remetida para o *headend*, de modo a que as RAUs se tornem o mais simples possível, mantendo assim o custo e manutenção destas num nível baixo [40]. Por outro lado, o facto destas se tornarem simples torna a

sua instalação mais fácil e rápida. Outra vantagem adjacente à redução da complexidade das RAUs é a redução da potência consumida sendo possível operar a 5 GHz, em pico-células, com RAUs em modo passivo [40]. Com esta redução de potência, reduzem-se também as interferências permitindo assim um melhor planeamento da rede, facilitando um aumento da eficiência espectral.

Esta tecnologia permite ainda operar com multi-serviços ou multi-operadores, através do uso de sub-portadoras moduladas e fibra de baixa dispersão. Como a capacidade destes sistemas é elevada, pode ainda alocar-se dinamicamente recursos para fazer face a situações de pico de utilização da rede. Isto é possível graças ao facto de toda a complexidade de RF se centrar no *headend*, sendo somente alocar mais comprimentos onda, recorrendo ao WDM, para uma determinada área [40].

3.1.2. Desvantagens

Do mesmo modo que existem vantagens associadas a esta tecnologia, existem também algumas desvantagens que devem ser tomadas em conta aquando do projeto da rede.

Começando pelo laser este é responsável por um acoplamento da luz/sinal na fibra e, comparando com o LED, este possui uma maior largura de banda e uma menor largura de linha. A largura de linha é de grande importância nos sistemas de deteção coerente e necessita de ser a mais baixa possível, sendo que o uso de lasers deve ser prioritário face ao uso de LEDs. Por outro lado tem-se que a dispersão cromática aumenta à medida que se incrementa a frequência do sinal RF, contribuindo para um grande decréscimo de desempenho do sistema. Um outro fator a ter conta aquando da escolha de um laser prende-se na sua intensidade relativa de ruído, que degrada o sinal propagante limitando assim a sua relação sinal-ruído (SNR). É preciso ter ainda em conta o *chirp* associado quando se utiliza modulação direta, pois este alarga o espectro do sinal propagante devido à dependência da frequência de operação com as variações da corrente de *bias*. Quando o laser não está corretamente polarizado ou a amplitude do sinal RF é demasiado elevada, podem aparecer fenómenos de *clipping*. Para minimizar ou mesmo eliminar estes dois fenómenos, utiliza-se modulação externa, sendo o modulador Mach-Zehnder (MZM) um dos mais utilizados.

Contudo com a modulação externa surge a intermodulação, referida no ponto 2.2.1.3, levando assim à deterioração da relação sinal-ruído. Para minimizar este efeito, utiliza-se este modulador a operar com apenas 50% de polarização ótica, sendo que quando operado em quadratura permite eliminar as distorções de produtos de ordem par e minimizar as distorções associadas aos produtos de ordem ímpar.

Outra desvantagem associada prende-se aos efeitos, lineares e não lineares, que ocorrem na fibra e nos componentes óticos e vão limitar o desempenho do sistema [41]. Assim à medida que

se aumenta a frequência do sinal RF, o efeito de dispersão pronuncia-se de forma mais acentuada levando ao encurtamento da distância de propagação [42]. Adicionalmente é possível encontrar na fibra o fenómeno de desvanecimento (*fading*). Este fenómeno leva ao “desaparecimento” do sinal periodicamente segundo a forma de um cosseno [42]. A Figura 3.1.3 ilustra o fenómeno de desvanecimento de um sinal ao longo de uma fibra.

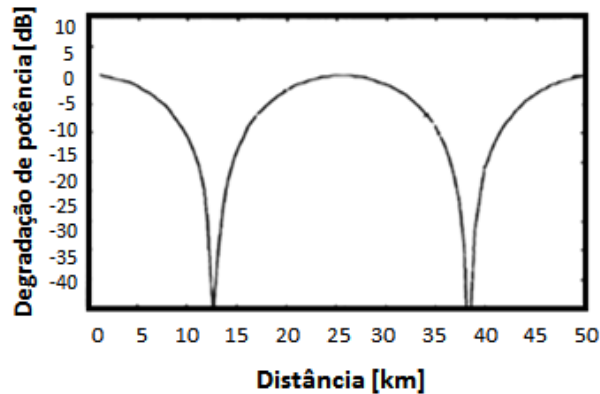


Figura 3.1.3- Efeito de desvanecimento ao longo de uma fibra [42] .

De modo a estender o alcance do sinal propagado recorre-se, grande parte das vezes, a amplificadores óticos, nos quais se deve impedir a saturação de modo a impedir a introdução de fenómenos não lineares. Adicionalmente, estes possuem uma figura de ruído associada que deve ser tida em conta aquando da escolha destes componentes.

Depois do sinal se propagar na fibra é necessário proceder-se à sua receção utilizando-se foto díodos PIN. Todavia o uso deste componente introduz ruído reduzindo a relação sinal-ruído no recetor. No que diz respeito à velocidade, esta é limitada sobretudo pelos parâmetros elétricos dos componentes associados ou por características internas destes componentes. Estes apresentam ainda uma resposta quadrática, o que pode dificultar a receção dos sinais RF, pois vários batimentos são produzidos distorcendo ao sinal recebido.

3.1.3. Técnicas de deteção

Nesta secção apresentam-se as diferenças entre as duas técnicas de deteção utilizadas nos sistemas RoF existentes. Assim diferenciar-se-á a deteção direta e a deteção coerente.

Começando pela primeira, esta apresenta-se a opção mais simples permitindo esquema de modulação em intensidade. Contudo a relação sinal-ruído degrada-se de forma mais evidente do que quando se utiliza o esquema de deteção coerente. Por outro lado, o sinal elétrico resultante do processo de foto-deteção, depende somente do sinal ótico recebido, não dependendo portanto da polarização do sinal nem sendo afetado, tão fortemente, pelo ruído de fase que afeta os sistemas de

deteção coerentes. Pelo de facto de ser uma técnica que permite manter simples as BS, esta é utilizada largamente nos dias de hoje.

Quanto à segunda solução, esta permite obter uma melhor relação sinal-ruído, às custas de uma maior complexidade. Devido à sua maior complexidade e sensibilidade ao ruído de fase, esta apresenta-se como uma solução mais dispendiosa, o que faz com que não seja utilizada nos dias que correm no âmbito dos sistemas RoF [43].

3.2. Digitized Radio over Fiber - DRoF

Nesta secção apresenta-se o *Digitized Radio-over-Fiber*, solução encontrada para suprir as desvantagens inerentes à transmissão de sinal RF analógico sobre fibra, visto que estas necessitam de ligações de fibra muito lineares, de modo a lidar com os ganhos necessários para fazer o transporte do sinal até à antena. Adicionalmente tem-se que a transmissão de sinais de rádio analógico sobre fibra sofre de distorções intra-modulação derivadas das não linearidades dos componentes de rádio frequência e óticos [41]. Portanto, para se obter uma ligação o mais linear possível, tem de recorrer-se a técnicas especiais de linearização da função de transferência dos componentes utilizados nesta, o que leva à introdução de mais complexidade e ruído à ligação, aumentando ainda os custos do sistema.

Devido a estes fatores, a competitividade destas redes de transmissão de rádio sobre fibra diminui quando comparada com as redes de transmissão de rádio sem fio ou a transmissão de sinais óticos em meio livre [44].

3.2.1. Introdução

A transmissão de sinal RF sobre fibra é uma tecnologia promissora e que permite fazer face ao aumento da capacidade requerida para as redes. Assim uma das formas encontradas para aumentar a capacidade dos sistemas de comunicação sem fios foi reduzir as dimensões das células, diminuindo também a potência radiada por estas. Contudo para cobrir áreas extensas com este tipo de células (pico-células) é necessário um grande número de antenas, i.e. BSs [45].

É aqui que o DRoF se enquadra como uma alternativa ao convencional RoF, pois nesta o sinal RF a transportar no domínio ótico, encontra-se digitalizado previamente permitindo assim tirar partido dos benefícios do elevado desempenho dos sistemas digitais, permitindo assim maiores *split ratio*. Segundo [41], uma das principais vantagens dos sistemas DRoF em comparação com os RoF é o facto de estes manterem uma maior gama dinâmica ao longo de distâncias superiores.

3.2.1. Vantagens

Como o sinal de rádio a ser transmitido passa por um processo de digitalização, este tem associado a si as vantagens da transmissão de um sinal digital numa ligação ótica. Assim consegue-se um desempenho superior e implementações mais simples recorrendo à modulação em intensidade e deteção direta [41]. Ainda neste campo, como o sinal a transmitir é digital, este torna-se menos sensível ao ruído presente na ligação ótica, pois no domínio digital um “1” ruidoso é recebido como “1” e um “0” ruidoso é recebido também como “0”, tal como se explica no ponto 3.2.4 [44], permitindo ainda que a zona dinâmica de funcionamento do sistema seja independente do comprimento da fibra, passando esta a ser limitada pela sensibilidade do recetor.

Outra vantagem inerente a esta tecnologia prende-se nos avanços tecnológicos que se têm feito nos conversores analógico-digital (ADC) e digital-analógico (DAC), que permitem deslocar as funções de ADC e DAC do *central office* para as estações base. Esta deslocação permite assim que algumas das funcionalidades destas sejam operadas no domínio digital, tornando-as mais simples [46].

Ainda no campo das vantagens, é necessário salientar que o sistema DRoF possui uma gama dinâmica de funcionamento, referida no ponto 3.2.4, mais extensa que o sistema analógico RoF.

3.2.2. Desvantagens

Neste sistema não existem tantas desvantagens associadas como no sistema analógico, contudo há que realçar que este sistema requer ADCs e DACs com taxas de amostragem muitíssimo elevadas, de modo a obedecer ao teorema de amostragem de *Nyquist*, o que introduz instabilidade e um aumento de custo do sistema [46]. Este teorema afirma que para se reconstruir o sinal corretamente a frequência de amostragem tem que ser maior ou igual ao dobro da frequência do sinal a transmitir. Para fazer face a este problema é necessário acrescentar dispositivos RF, tais como misturadores e osciladores locais nas estações base. Ademais, na maioria dos serviços sem fios disponíveis atualmente, somente uma pequena fração da sua largura de banda é utilizada para transportar informação. Recorrendo a uma técnica especial de amostragem da banda de passagem, secção 3.2.3, é possível utilizar frequências de amostragem mais baixas, dependentes da largura de banda da mensagem a ser transmitida, ao invés das requeridas pelo teorema de *Nyquist* [44].

Uma outra desvantagem é o ruído associado a esta tecnologia, que se deve sobretudo às transmissões analógicas, visto que nenhum fenómeno de intermodulação é gerado nos conversores

óticos-elétrico e elétrico-ótico. No entanto no transmissor/recetor, o ruído predominante é o introduzido pela ADC/DAC. Este ruído divide-se em ruído de *jitter* e ruído de quantização, sendo o primeiro oriundo do *jitter* presente no relógio de amostragem e o segundo determinado pela resolução desta. O ruído de *jitter* acentua-se mais para ADC/DACs com frequências de relógio mais elevadas, sendo que nas DACs este se deve ao processo, apelidado de *zero-order hold*, utilizado por estas para contornar o problema da geração de um trem de impulsos. Quanto ao ruído de quantização este provém das não linearidades nos sinais analógicos presentes à entrada da ADC e que se manifestam numa banda de ruído ampla na saída desta. Este tipo de ruído limita a gama dinâmica da ADC e surge do erro de arredondamento entre a tensão analógica de entrada na ADC e o valor digital presente na saída desta. Segundo [44], o erro de quantização decresce exponencialmente com o incremento da resolução da ADC, sendo que para resoluções abaixo dos 8 bits, este é o ruído predominante no sistema DRoF, enquanto para resoluções superiores os ruídos predominantes são o *jitter* e o ruído no díodo recetor.

3.2.3. Amostragem da banda de passagem (*bandpass sampling*)

A teoria de amostragem da banda de passagem é uma alternativa que permite reduzir a frequência de amostragem utilizada no processo de digitalização [44]. É um método especial de subamostragem que transforma um sinal com banda de passagem numa frequência elevada para uma versão situada numa frequência mais baixa. A teoria de amostragem clássica afirma que para uma amostragem de sinal uniforme, o sinal pode ser reconstruído caso a frequência de amostragem seja de pelo menos o dobro da largura de banda da mensagem. A transformada de Fourier de um sinal possui simetria em torno da frequência zero, o que indica que existe uma cópia do espectro da parte positiva do espectro, espelhada na parte negativa deste. A teoria de amostragem permite assim deslocar ambos os lados do espectro através de múltiplas réplicas da frequência de amostragem. Tal efeito é possível ser observado na Figura 3.2.1.

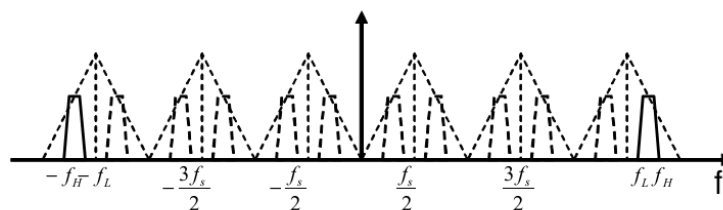


Figura 3.2.1 - Espectro após amostragem [44].

Observando a Figura 3.2.1, conclui-se que as réplicas do sinal amostrado se repetem em múltiplos inteiros de metade da frequência de amostragem e ocupam o espectro todo. Para

recuperar então a réplica basta utilizar um filtro passa banda centrado na frequência central da réplica. Como a frequência onde se situa a réplica é mais baixa que a frequência do sinal original é possível então utilizar frequências de amostragem mais baixas, sendo efetuada assim uma *downconversion* sem recorrer misturadores nem osciladores locais.

3.2.4. Gama dinâmica de funcionamento

Um dos métodos de avaliação de um sistema de comunicações sem fios é a gama dinâmica de funcionamento do sistema e define-se como a gama de níveis de sinal de entrada sobre a qual o sistema é funcional[44].

Ao contrário do que acontece com os sistemas analógicos, as perdas e ruído associado à ligação não causam grande impacto na transmissão digital de sinais RF devido à natureza discreta do sinal transmitido, pois num sistema digital um ‘1’ ruidoso continua a ser um ‘1’ e um ‘0’ ruidoso continua a ser um ‘0’ a não ser que potência ruído comparada com potência do sinal leve a perda de sincronização na ligação. Assim num sistema de transmissão digital de RF sobre fibra, desde que o sinal seja detetado, este pode ser transportado com êxito. Portanto a gama dinâmica num sistema DRoF mantém-se constante até que o sinal ultrapasse a sensibilidade do recetor.

Por outro lado tem-se que nos sistemas analógicos, a gama dinâmica varia devido às perdas associadas ao uso de combinadores, conectores, ruído de transmissão e perdas de transmissão que são adicionadas e acumuladas diretamente ao sinal, não podendo ser removidas do sinal. No DRoF o sinal é imune à degradação causada pelos processos de ruído e transporte que afetam o sistema analógico. Assim, como uma gama dinâmica tão extensa é permitido que sinais fortes e fracos sejam transportados simultaneamente, o que leva a um melhoramento da qualidade de serviço.

3.2.5. Arquitetura

Quanto à arquitetura deste tipo de rede, esta pode ser comparada com a arquitetura RoF na Figura 3.2.2.

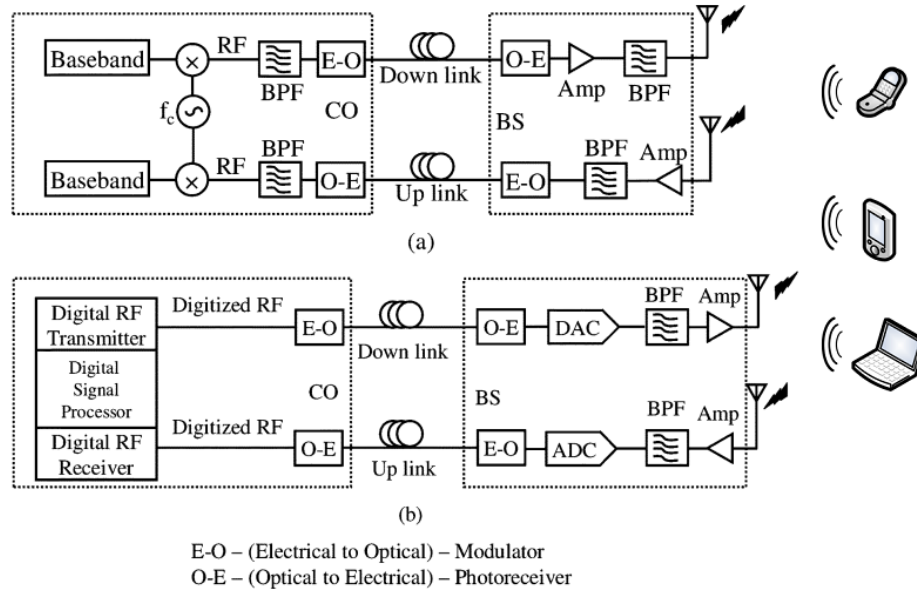


Figura 3.2.2 - Esquema de um sistema RoF (a) e DRoF (b) [27].

Como é possível observar na Figura 3.2.2 (a), neste sistema é usada uma transmissão de sinal ótico analógico, modulado diretamente pelo sinal micro-ondas. Assim é possível manter as BS com alguma simplicidade sendo somente necessário, para o acondicionamento do sinal, realizar a filtragem e amplificação. Caso se queira transmitir a frequências mais elevadas (caso das ondas milimétricas), recorre-se a modulação externa. No entanto quando se começa a transmitir múltiplas frequências no mesmo *link*, começam a surgir fenómenos não lineares.

Em contraste, observa-se na Figura 3.2.2(b) a introdução de unidades DAC e ADC nas BSs, possibilita a implementação de funções digitais no recetor e transmissor do CO. A digitalização do sinal RF produz um sinal digital amostrado em série que pode então ser modulado diretamente pelo laser de modo a ser transmitido na fibra e ser detetado no recetor, sendo depois reconstruído e recuperado usando uma DAC em conjunto com um filtro passa banda. Observa-se ainda que o *hardware* requerido na BS é relativamente simples, deixando a complexidade do processamento de sinal no CO.

O recurso a conversores AD e DA fotónicos (PADC, *Photonic ADC* e PDAC, *Photonic DAC*) é outra configuração possível [47]. Nesta, o sinal RF analógico é digitalizado no CO recorrendo a um PADC, sendo depois os sinais transportados na rede de fibra usando técnicas de multiplexagem. Na BS, o PDAC converte a forma de onda digital para um sinal ótico analógico. Em seguida este sinal é convertido para o domínio elétrico através da utilização de um fotodíodo. Após amplificação e filtragem, o sinal RF é processado usado para alimentar as antenas transmissoras. Na Figura 3.2.3 ilustra-se o esquema proposto em [47].

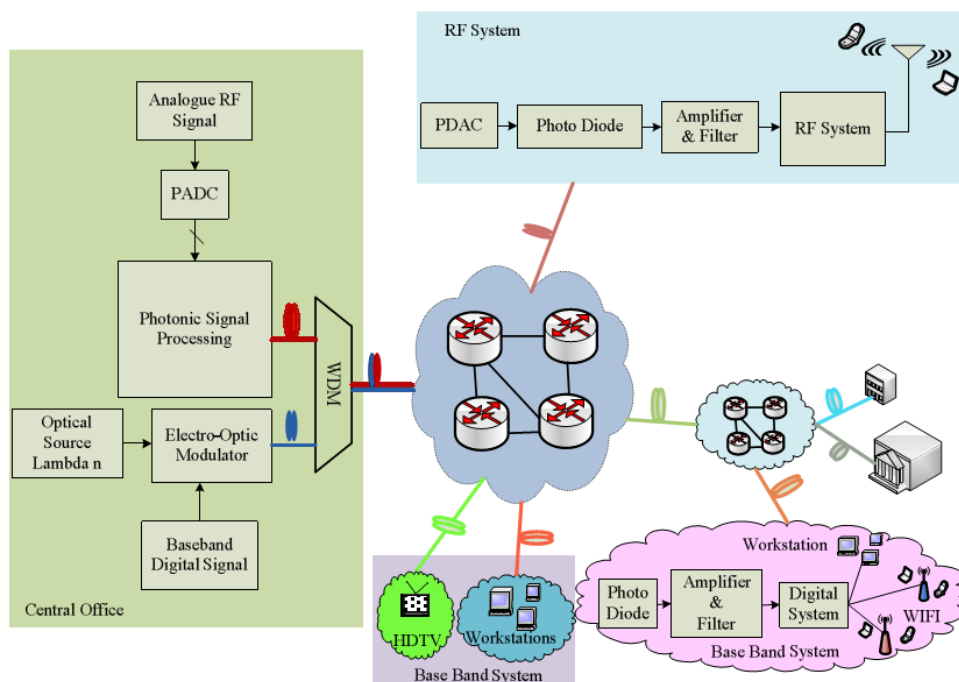


Figura 3.2.3 - Sistema DRoF, recorrendo a ADC e DAC fotónicas [47].

Resumindo, na Tabela 3.1 é ilustrada a comparação entre os sistemas RoF e DRoF.

	Analog ROF	DROF
Optical transmission	Analog	Digital
Equipment cost	High	Very Low
Network cost	High	Very Low
RF Data rate	Fast	Slow
Transmission delay	Small	Large
Synchronization	Not required	Required

Tabela 3.1 - Comparação dos sistemas RoF e DRoF [48].

3.2.6. Codificação 8B/10B

A codificação 8B/10B foi apresentada e descrita pela IBM [49] em 1983 e resulta da concatenação das codificações de linha 5B6B e 3B4B, sendo que somente depois da validade da patente ter expirado começou a ser utilizada em várias áreas de telecomunicações [50]. Ora com o aumento da capacidade das redes óticas, a quantidade de informação, neste caso digital, que circula nelas aumenta significativamente, o que levanta dificuldades na receção desta. Um dos problemas que mais afeta a receção de dados digitais é quando longas sequências de 0s ou 1s chegam ao recetor, pois assim torna-se difícil recuperar o sinal de relógio correto, o que leva a um aumento da taxa de erros.

Utilizando esta codificação consegue-se assim uma melhor recuperação do sinal de relógio, não introduzindo componente DC permitindo assim uma transmissão mais eficiente. Para tal é necessário transformar as sequências de bits a transmitir, de modo que longas sequências de 0s e 1s não cheguem ao recetor [51].

Esta codificação tornou-se muito utilizada nas telecomunicações pois permite melhorar a transmissão de informação com custos mais baixos que utilizando métodos de FEC, daí se estudar os resultados desta na tecnologia DRoF.

Com esta introduz-se o conceito de *Running Disparity* (RD). O RD advém do fato desta codificação não introduzir componente DC, o que implica um rácio entre número de 0s e 1s transmitidos de 50%. Para alcançar este rácio a diferença entre números de 0s e 1s a transmitir é limitada a ± 2 , sendo no final de cada símbolo de ± 1 . A esta diferença dá-se o nome de *Runing Disparity*. Assim consoante o RD atual obtém-se uma sequência codificada específica. Na Tabela 3.2, explicita-se as regras para o cálculo do RD [50].

RD anterior	RD atual	RD seguinte
-1	0	-1
+1	0	+1
-1	+2	+1
+1	-2	-1

Tabela 3.2 - Regras para o cálculo do RD [50].

A codificação das sequências obedece a uma tabela de codificação/descodificação onde para cada sequência a codificar mais o respetivo RD, existe uma sequência codificada definida. A tabela pode ser observada no Anexo A [52].

No que diz respeito à descodificação no recetor, esta é efetuada recorrendo à tabela de codificação/descodificação presente no Anexo A, sendo esta percorrida até se encontrar a sequência a descodificar. Assim que esta sequência é encontrada procede-se à cópia da respetiva sequência descodificada para a saída do bloco descodificador.

3.3. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados 2 sistemas de transmissão de sinais de rádio. Estes sistemas encontram-se apresentados nas secções 3.1e 3.2 representando, respetivamente, a transmissão analógica e digital de sinais de rádio. Nelas foram apresentadas as principais vantagens e desvantagens associadas a cada uma, podendo concluir-se que a transmissão de sinal de radio

digitalizado é uma alternativa melhor face ao RoF pois apresenta um desempenho superior, uma implementação mais simples, é imune aos efeitos não lineares oriundos da ligação ótica e possui uma gama dinâmica de funcionamento independente da distância de transmissão [44].

4. Redes Ótica Passivas

Neste capítulo, passaremos a apresentar algumas das normas das redes de acesso como: G-PON (*Gigabit Passive Optical Network*), XG-PON e TWDM-PON, assim como a norma referente ao transporte de vídeo sobre PON (*Passive Optical Network*).

4.1. Evolução das redes de acesso

O aparecimento das PON deu-se nos anos 80, aquando da aposta de várias operadoras em introduzir acessos em fibra ótica nas suas redes e isto significa que todos os dispositivos óticos que se encontram entre o transmissor e o recetor têm que ser passivos, o que implica a não utilização de dispositivos elétricos [53]. Contudo só em 1995, um grupo de sete grandes operadores criaram o consórcio FSAN [5] do qual derivaram um pacote de requerimentos para os sistemas com acesso ótico. Nos finais dos anos 90 apareceram as BPON (*Broadband PON*) [53], com especificações de 155Mbit/s. Enquanto a FSAN e o ITU-T [2] otimizavam as BPON, o IEEE [3] trabalhava nas redes óticas *Ethernet* com velocidades da ordem do 1 Gbps. Contudo só em 2003 é que foi publicado o *standard* G-PON [54] segundo a recomendação G.984.1 do ITU-T. De acordo com as normas existentes a distância alcançada pelas redes PON é de 20 km sendo possível a sua distribuição para 32 ou 64 utilizadores, dependendo do balanço de potência existente. Já em 2012 surge o *standard* G.987 [7], referente ao XG-PON, e que especifica velocidades de 10 Gbps para *downstream*, com possibilidade de se utilizar 2.5 Gbps ou 10 Gbps no sentido *upstream*.

Assim para fazer face à crescente procura destes serviços por parte dos utilizadores, os operadores lançaram novas tecnologias como FTTx [55] (*Fiber to the Curb* (FTTC), *Fiber to the Home* (FTTH), *Fiber to the Premises* (FTTP), etc) oferecendo uma largura de banda, a cada utilizador, que pode superar os 100 Mbps. Para tal é necessário continuar os estudos e segundo [56] a solução encontrada são as NG-PON2, mais especificamente o TWDM-PON, especificado no *standard* G.989.1 [57]. Assim na Figura 4.1.1 é possível observar a evolução esperada das PON.

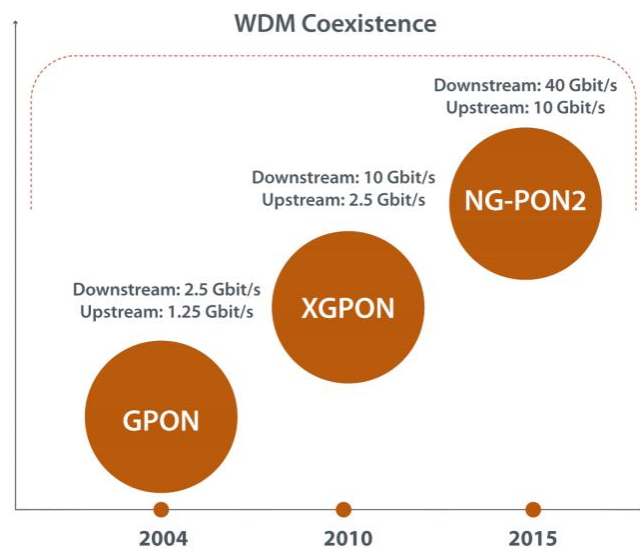


Figura 4.1.1 – Evolução das redes PON [56].

4.2. Arquitetura de uma rede PON

Como foi referido em 4.1, as PON, ilustrada na Figura 4.2.1 têm sofrido um estudo e atualização constante, sendo as configurações mais postas em prática nos dias que correm são as FTTC, as FTTB e as FTTH.

As primeiras fazem a ligação entre o CO até às cabines situadas perto das residências, sendo depois o sinal transportado por cabo metálico até estas. As FTTB levam a fibra até ao edifício, sendo depois feita a distribuição do sinal via cabos metálicos. Por fim as FTTH que levam a fibra até casa do utilizador, sendo o sinal posteriormente distribuído através dos meios que o utilizador desejar (Wi-Fi, cabo Ethernet, etc) [58].

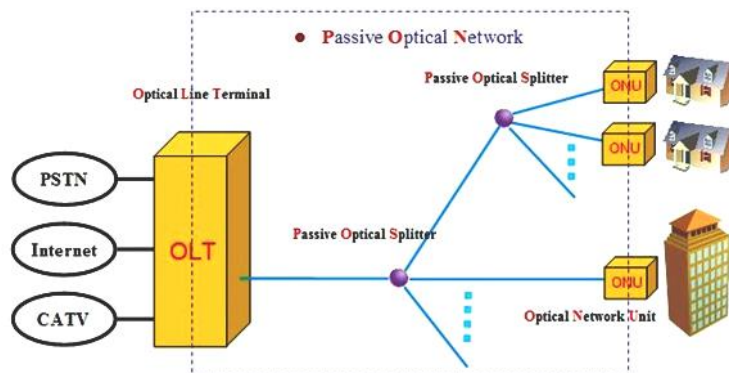


Figura 4.2.1 - Arquitetura de uma PON [59].

A Figura 4.2.2 ilustra os cenários de FTTx acima referidos [55].

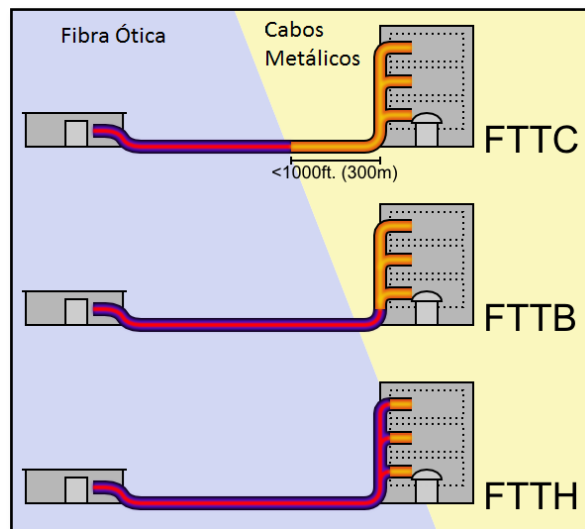


Figura 4.2.2 - Diferentes cenários de FTTx [55].

Apesar do sistema PON ter sido projetado para um sistema unicamente digital, com o aparecimento do sistema G.983.1 [53] tornou-se óbvio que adicionar um serviço de vídeo/RF seria uma mais-valia, sendo que para tal seria necessário fazer-se sobre um canal PON. Para se sobrepor vídeo nestes sistemas, torna-se necessário utilizar um multiplexador de comprimentos de onda (WDM) no CO.

Embora existam diferentes tipos de PON (B-PON, G-PON, XG-PON e mais recentemente TWDM-PON definidos nas séries G.983, G.984, G.987 e G.989 do ITU-T, respetivamente) estas podem coexistir a nível de plano de alocação de comprimentos de onda, onde segundo as especificações dos *standards* e o projetado em [60] se pode obter um plano de alocação de comprimentos de onda como o representado na Figura 4.2.3.

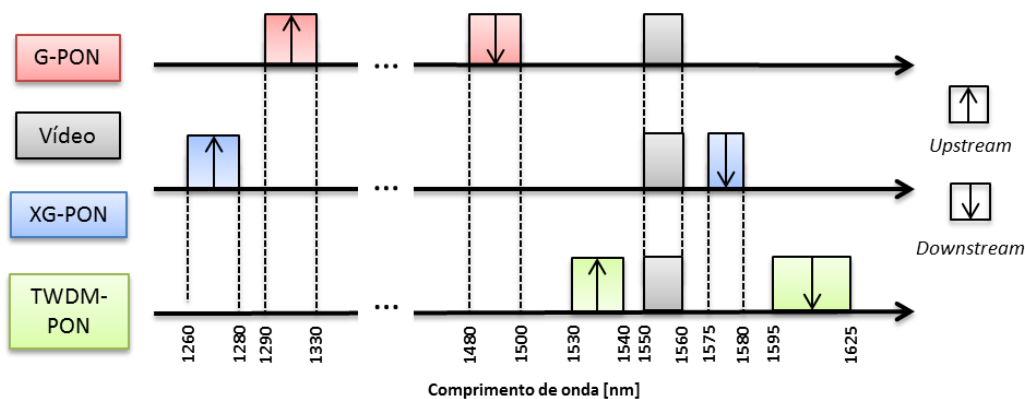


Figura 4.2.3 -. Plano de comprimento de onda projetado para NG-PON2.

Através da Figura 4.2.3 é possível observar que o comprimento de onda para o canal de RF-Vídeo se situa nos 1550nm. Este foi assim escolhido devido a:

- Permitir o uso de EDFAs para amplificar o sinal, pois estes garantem um custo/mw relativamente baixo devido a possuírem uma durabilidade na ordem das dezenas de milhões de horas [61].
- Ser a janela de comprimentos de onda onde existe menor perdas por atenuação, proporcionando melhores condições de transporte e também um menor custo na transmissão do sinal [62].
- Permitir o uso de lasers e filtros comuns com maiores larguras de banda, tornando-se mais baratos, devido ao espaçamento existente entre os comprimentos de onda de *downstream* de dados e de transmissão de vídeo [62].
- Permitir uma elevada capacidade de transmissão de sinal, o que em *video-overlay* pode ser entendido em dois cenários distintos: um, em que é feita a *broadcast* para várias ONUs com um custo relativamente baixo; outro, em que em vez de *broadcast* se transmite várias *narrowcast*, permitindo assim o envio de certos canais de vídeo para determinadas zonas / ONUs específicas [61].

4.3. G-PON

Neste subcapítulo são apresentadas as características gerais, limitações, mecanismo de sincronização e o alcance máximo da tecnologia G-PON.

4.3.1. Características gerais

A norma G-PON surgiu em 2001, através da organização FSAN, que propunha dar resposta à necessidade de largura de banda nas redes de acesso, a suportar elevadas taxas de transmissão e a fornecer uma maior segurança ao usar o protocolo AES [63] (*Advanced Encryption Standard*). A norma G-PON passou a suportar o protocolo Ethernet e aumentou de forma eficiente a largura de banda através da utilização do protocolo G-PON *Encapsulation Method* [38] (*GEM*).

As taxas de transmissão suportadas pela norma G-PON dividem-se em duas categorias [54]:

- 1244.16 Mbit/s em *upstream* e 2488.32 Mbit/s em *downstream*.
- 2488.32 Mbit/s em *upstream* e 2488.32 Mbit/s em *downstream*.

A tecnologia G-PON utiliza código de linha NRZ e define uma distância máxima entre a OLT e as ONUs de 20 km ou de 10 km para ritmos de transmissão mais elevados (1.25 Gbps e superiores). No entanto, o alcance lógico é de 60 km, o atraso máximo entre a transferência de sinal é de 1.5 ms, o número de clientes servidos atendendo a tecnologia existente pode ser de 64 clientes embora, através de amplificação seja possível superar os 128 clientes (G.984.1, 2008). Esta tecnologia utiliza o FEC (*forward error correction*) como código de correção de erros no recetor. Esta técnica codifica os dados para que estes possam ser detetados e corrigidos, adicionando para tal uma quantidade reduzida de informação redundante, de modo a não aumentar significativamente o *overhead*. Com a utilização do FEC observa-se um aumento do *power budget* de aproximadamente 3 a 4 dB o que permite trabalhar a ritmos de transmissão e distâncias superiores bem como um maior número de *splitters*.

4.3.2. Limitações

A dispersão causada pela fibra durante a transmissão de informação pode causar distorção do sinal e interferência entre símbolos. Nos sistemas PON, para transmissão em *upstream*, usa-se a janela dos 1.3 μm , por ser a zona onde a dispersão é mínima nas fibras SMF normais [54].

Na modulação direta, o *chirp* produz o alargamento espectral do sinal e impõe limitações ao ritmo de transmissão e à distância máxima atingida. Com o aumentar do ritmo de transmissão este efeito agrava-se e para ritmos de 10 Gbps utiliza-se modulação externa.

4.3.3. Ranging

Desde que a ONU envia informação à OLT usando o protocolo TDMA, cada ONU deve estar sincronizada com todas as restantes ONUs. Para alcançar a sincronização, a OLT começa por usar o mecanismo de *ranging* que determina a distância de cada ONU à OLT. Após a ONU determinar a distância e o tempo de atraso entre esta e a OLT, a OLT verifica se as janelas de tempo atribuídas a cada ONU não irão provocar colisões. Além de medir a distância lógica entre a ONU e a OLT, o processo de *ranging* é também utilizado na conexão com uma nova ONU ou para reconectar com alguma ONU que tenha perdido a sincronização [64]. No caso de uma ONU que esteja a estabelecer ligação com a OLT, a OLT atribui um PON ID após o processo de *ranging*.

4.3.4. Extensor de alcance

Para se alcançar distâncias na ordem dos 40 e 60 km é necessário recorrer elementos ativos e para tal surgiu a norma G.984.6 [65] que define os parâmetros da arquitetura e interface da tecnologia G-PON com o objetivo de estender o alcance da camada física. Nesta indica-se que o *extender* deverá ser transparente ao ritmo de transmissão, de modo a ser possível uma transição para redes

de próxima geração com o menor custo possível, e deve atuar somente ao nível da camada física, sendo a camada de rede um elemento transparente ao *extender*.

Na Tabela 4.1 são apresentadas as especificações relativas à OLT tanto ao nível do transmissor como do recetor [65].

Transmissor OLT			Recetor OLT		
Taxa de transmissão	2488.32	Mbit/s	Taxa de transmissão	1244.16	Mbit/s
Comprimento de onda	1480-1500	nm	Comprimento de onda	1290-1330	nm
Código de linha	NRZ		Código de linha	NRZ	
Potência mínima	1.5	dBm	Sensibilidade	-28	dBm
Potência máxima	5	dBm	Potência máxima	-8	dBm
Razão de extinção	> 8.2	dB	BER	10^{-10}	
Distância para a qual a dispersão causa 1 dB de penalidade	60	km			

Tabela 4.1 - Especificações definidas para a OLT [65].

Na Tabela 4.2 são apresentadas as especificações relativas ao balanço de potência na ODN e OTL.

Máxima atenuação	Downstream (dB)	Upstream (dB)
OTL	23	28
ODN	13 até 28	

Tabela 4.2 - Balanço de potência na OTL e ODN [65].

Na Tabela 4.3 são apresentadas as especificações relativas às ONUs.

Transmissor ONU			Recetor ONU		
Taxa de transmissão	1244.16	Mbit/s	Taxa de transmissão	2488.32	Mbit/s
Comprimento de onda	1290-1330	nm	Comprimento de onda	1480-1500	nm
Código de linha	NRZ		Código de linha	NRZ	
Potência mínima	0.5	dBm	Sensibilidade	-27	dBm
Potência máxima	5	dBm	Potência máxima	-8	dBm
Razão de extinção	>10	dB	BER	10^{-10}	
Distância para a qual a dispersão causa 1 dB de penalidade	60	km			

Tabela 4.3 - Especificações definidas para as ONU [65].

4.4. XG-PON

De uma longa lista de candidatos a NG-PON1, o grupo FSAN decidiu que o XG-PON era o melhor candidato e assim surgiram as XG-PON guiadas pela recomendação G.987.1 [66] que mantém ao máximo as especificações das recomendações do ITU-T G.982 [67], G.983.x [53] e G.984.x [54]. Assim é garantido compatibilidade com os sistemas óticos antigos, permitindo ainda a migração de G-PON para XG-PON.

4.4.1. Características gerais

Como acima referido, as XG-PON têm total compatibilidade com os sistemas G-PON, contudo estas trazem melhorias em termos de segurança e consumo de energia.

No que diz respeito à segurança nas XG-PON existe a opção de autenticação mútua entre ODN e ONU de modo a proteger a integridade das mensagens de manutenção do sistema PON [68]. Quanto ao consumo de energia, este é mais contido que nos sistemas G-PON. Para tal reduz-se a carga do sistema aquando de falhas de energia, com a finalidade de estender o período de funcionamento com as baterias existentes, procedendo à desativação das interfaces de rede de utilizador (*UNI*) que não estão ativas no momento, à desativação das transmissões na rede quando o utilizador não tem dados reais a transmitir (este método foi apelidado de *dozing*) e à desativação, na ONU, do transmissor e recetor quando se deteta inatividade por parte do utilizador (processo apelidado de *sleeping*) [68].

As XG-PON dividem-se em XP-PON1 e XG-PON2 e distinguem-se através do ritmo de transmissão de *upstream*, sendo de 2.5 Gbps para as primeiras e de 10 Gbps para as últimas.

4.4.2. Comprimento de onda

Para garantir a total compatibilidade com as redes G-PON já existentes, a norma G.987.1 e G.984.5 [69] define que XG-PON devem operar nos seguintes comprimentos de onda:

- *Upstream*: banda “O”, no intervalo de 1260 a 1280 nm;
- *Downstream*: banda “L”, no intervalo de 1575 a 1580, sendo o comprimento de onda de 1577 nm o aconselhado a ser usado.

4.4.3. Ritmo de transmissão

As XG-PON dividem-se em XP-PON1 e XG-PON2 e distinguem-se através do ritmo de transmissão. Assim tem-se:

- XG-PON1: *downstream* de 10 Gbps e *upstream* de 2.5 Gbps;

- XG-PON2: *downstream* de 10 Gbps e *upstream* de 10 Gbps.

4.4.4. Balanço de potência e Distância máxima

O balanço de potência apresentado pela norma G.987.2 [70], define perdas máximas desde 29dB (N1 *class*) até 35 dB (E2 *class*), enquanto para as distâncias máximas de utilização, estas se sejam as mesmas que as referidas na tecnologia G-PON (20 km, 40 km e 60 km).

4.4.1. Split Ratio

O *split ratio* definido na norma G.987.1 [66] varia de 1:32 até 1:256, sendo que taxas de 1:32 ou 1:64 são uma imposição visto que muitos operadores de rede já possuem infraestruturas com essas taxas de divisão devido a já operarem com redes G-PON. As taxas de 1:128 e 1:256 flexibilizam as configurações que os operadores de rede mais necessitem, sejam essas estender a rede PON até ao *backhaul* e/ou até aos utilizadores. Contudo tem de se ter em conta os custos adjacentes aos equipamentos que permitem estes *split ratio* elevados. Por outro lado, usando os extensores de alcance é possível melhor o balanço de potência e assim conseguir-se *split ratio* elevados.

4.5. TWDM-PON

Com a emergência de novas aplicações que requerem um maior e intenso uso de largura de banda, tais como a partilha de fotos ou vídeo ou a tecnologia 3D na TV, a capacidade das redes G-PON e XG-PON esgotar-se-á, o que leva à necessidade de investigar novas tecnologias que venham aumentar a capacidade das redes de acesso. Estas tecnologias enquadram-se nas NG-PON2 e os requisitos gerais já estão *standardizados* (03/13), sendo que o seu acesso se encontra desde 1 de Novembro 2013 disponível para o público. Contudo, aponta-se que estas tenham como requisitos básicos uma capacidade agregada maior ou igual a 40 Gbps e compatibilidade com as tecnologias atuais.

Para tal, nos últimos anos, investigadores têm estudado várias soluções tecnológicas que cumpram estes requisitos. Entre elas encontram-se: 40 Gbps TDM-PON, WDM-PON, TWDM-PON e OFDM-PON. Todavia a solução escolhida pela FSAN foi a TWDM-PON, pois a primeira solução peca pelo elevado custo dos componentes do utilizador e a elevada dispersão cromática na fibra que limita o alcance da rede; a segunda porque requer ODNs diferentes das usadas nas tecnologias atuais o que implica a não interoperabilidade requerida; e por fim a OFDM-PON é colocada de parte (por agora) devido à imaturidade técnica ainda existente [71].

4.5.1. Características gerais

TWDM-PON é o acrónimo para *Time and Wavelength Division Multiplexed Passive Optical Network* e vem unir duas tecnologias distintas: TDMA [8] (*Time Division Multiple Access*) e WDM [9] (*Wavelength Division Multiplexing*). Assim é possível aumentar a capacidade de um modo mais íntegro, minimizando as complexidades associadas ao TDMA e potencializar um maior alcance e segurança.

O sistema consiste em combinar múltiplos sistemas XG-PON numa ODN comum, usando comprimentos de onda distintos, sendo que para “n” comprimentos de onda usados irá resultar em “n” vezes a largura de banda de um sistema XG-PON. Esta tecnologia permite ainda a partilha de largura de banda com base nas estatísticas da rede, i.e., os utilizadores podem escolher larguras de banda desde Mbps até 10 Gbps.

Segundo [57], os sistemas NG-PON2 têm de suportar as seguintes configurações:

- 4 a 8 pares de canais TWDM;
- 10 Gbps *downstream* e 10 Gbps *upstream*;
- 10 Gbps *downstream* e 2.5 Gbps *upstream*;
- 2.5 Gbps *downstream* e 2.5 Gbps *upstream*;
- Alcance mínimo de 40 km, com possibilidade de alcançar os 60 km, sem recurso a componentes ativos.
- Suporte de um *split-ratio* mínimo de 1:256 utilizadores.

Por outro lado, estes necessitam de ser flexíveis no que diz respeito ao compromisso entre velocidade, distância e *split-ratio*, dependendo da aplicação pretendida. Assim torna-se essencial que permitam ser utilizados nas seguintes combinações [57]:

- 40 Gbps (agregado) *downstream* e 20 km de alcance com *split-ratio* mínimo de 1:64.
- 10 Gbps (agregado) *upstream* e 20 km de alcance com *split-ratio* mínimo de 1:64.
- 40 Gbps (agregado) *upstream* com 10 Gbps por canal para 20 km de alcance com um *split-ratio* de, pelo menos, 1:64.
- 2.5 Gbps por canal de *downstream* e *upstream* para 40 km de alcance com um *split-ratio* de 1:32.
- 10 Gbps por canal de *downstream* e *upstream* para 40 km de alcance com um *split-ratio* de 1:32.
- Picos de transmissão de 10/2.5 Gbps para *dowstream* e *upstream*, respetivamente.
- Picos de transmissão de 10/10 Gbps para *dowstream* e *upstream*, respetivamente.

- Maiores distâncias de transmissão recorrendo a *split-ratios* menores.
- Ligação ponto-a-ponto WDM regulável com capacidade de coexistência com outros sistemas PON.

4.5.2. Componentes

Alguns dos componentes utilizados no TWDM-PON já se encontram no mercado hoje-em-dia, sendo a grande novidade a necessidade de transmissores e recetores sintonizáveis na ONU.

Assim para os transmissores as opções são:

- *Distributed Feedback* (DFB) lasers com controlo de temperatura. Este tipo de lasers encontra-se largamente disponível nos dias que correm, mas através de uma alteração no desenho destes, espera-se reduzir os custos que até agora estes acarretavam. Espera-se que estejam disponíveis já no decorrer de 2013 [72].
- DFB lasers com controlo parcial de temperatura. Este tipo de lasers foi introduzido pela FSAN [5], sendo uma simplificação do laser descrito acima. Encontra-se agora em desenvolvimento, esperando-se que estejam disponíveis em 2014 [72].
- DFBs multi-seccionados, com controlo eléctrico e sem sistema de arrefecimento. Este tipo de lasers já se encontram no mercado mas os seus custos deverão reduzir através da redução do tamanho ou da remoção de funcionalidades. Esperam-se então produtos mais viáveis para 2014.
- Lasers de Cavidade Externa (ECL) com controlo mecânico e sem sistema de arrefecimento. Já existem protótipos destes lasers mas necessitam de obter uma maior estabilidade e fiabilidade. Espera que para 2015 se possam encontrar no mercado.
- ECLs com termo/electro/piezo/magnético-ótico controlo sem arrefecimento. Estes irão ser os substitutos dos ECLs existentes, estando agora em fase experimental. Espera que para 2015 comecem a ser comercializados.

Para os recetores as opções são [72]:

- Filtros termo-sintonizáveis de *Fabry-Perot*, que se encontram disponíveis no mercado.
- Filtros Fabry-Perot sintonizáveis angularmente (*angle-tuned FP filters*). É comercializado em pequena escala, pois antes é necessário garantir sustentabilidade antes de se avançar para construção em larga escala, cenário que pode ocorrer em 2013.

- Anel ressonante sintonizável com injeção de silício (*Injection-tuned silicon ring resonator*). Esta tecnologia encontra-se em estado experimental, esperando-se no mercado em 2015.
- Filtro sintonizável através de cristal líquido (*Liquid-crystal tunable filter*). Encontram-se também em fase experimental, esperando-se ainda mais desenvolvimentos, de modo a que estes possuam uma baixa potência de consumo. A sua comercialização aponta-se para 2014.
- Detetores Fabry-Perot termos sintonizáveis. Encontram-se em estado experimental mas esperam-se em comercialização em 2014.

4.5.3. Balanço de potência

O balanço de potência é determinado pela potência transmitida e pela sensibilidade do sinal recebido e é um parâmetro determinante na avaliação do desempenho de uma rede, pois a cobertura de uma rede PON é caracterizada pela distância máxima de transmissão, entre a OLT e ODN mais afastada, e o *split ratio*. Ambos estão limitados pelo balanço de potência dos canais de *upstream* e *downstream*. Assim as redes G-PON existentes têm, em norma, um alcance de 20 km e um *split ratio* de 1:32, sendo necessário balanço de potência favorável para que estes valores aumentem [71].

Tendo em conta a definição de balanço de potência, é fácil concluir que para obter maior alcance, o mais fácil seria aumentar a potência de transmissão, contudo é necessário ter em conta que uma potência de transmissão elevada irá provocar não linearidades na fibra. Em adição tem-se o facto de não ser possível adicionar amplificadores nas ligações entre as OLT e as ONUs, de modo a manter o sistema passivo, o que leva a concluir que a solução recai em aumentar a sensibilidade de receção do sinal no lado do recetor usando para tal pré-amplificação e APDs (*Avalanche Photo Diode*).

4.5.4. Alocação dos comprimentos de onda

No que diz respeito à alocação de comprimentos de onda no espectro existem 4 cenários possíveis:

- Utilização de comprimentos de onda na banda C. Aqui toda a banda C é redefinida de modo a conter ambos os canais de *up* e *downstream*, recorrendo-se ainda ao uso de EDFAs para amplificação de sinais. Permite uma transmissão a longa distância do sinal, com baixas perdas de transmissão e um balanço energético elevado. Por outro lado este sistema pode coexistir com sistemas G-PON e XG-PON, sendo o

canal de RF vídeo bloqueado. A alocação dos comprimentos de onda está ilustrada na Figura 4.5.1 [73].

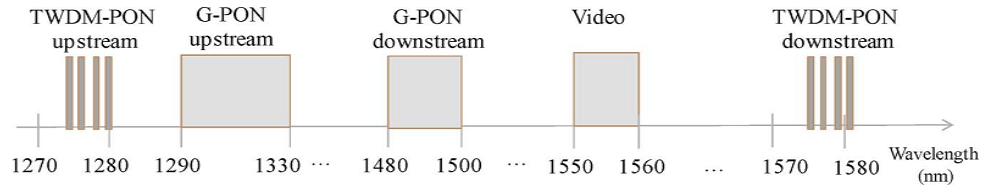


Figura 4.5.1 - Alocação de comprimentos de onda para a primeira solução.

- Reutilização de comprimentos de onda do XG-PON. Nesta solução os comprimentos de onda do sistema XG-PON é alterado de modo a ser introduzidos os comprimentos de onda de *up* e *downstream* do TWDM-PON. Assim continua compatível com sistemas G-PON e RF *Video*, sendo apenas o XG-PON bloqueado. Na Figura 4.5.2 é possível observar o plano de comprimentos de onda utilizado.

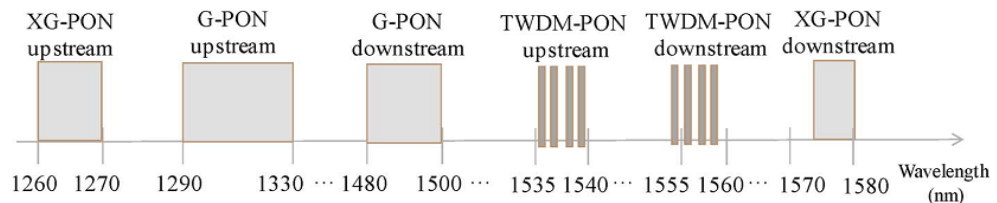


Figura 4.5.2 - Alocação de comprimentos de onda para a segunda solução.

- Mistura das soluções acima descritas. Assim os canais de *upstream* encontram-se na banda C-menos, enquanto os canais de *downstream* se encontram na banda L-menos. Nesta solução podem coexistir sistemas G-PON, RF *Video* e TWDM, sendo o XG-PON bloqueado. Na Figura 4.5.3 é possível observar o plano de comprimentos de onda utilizado.

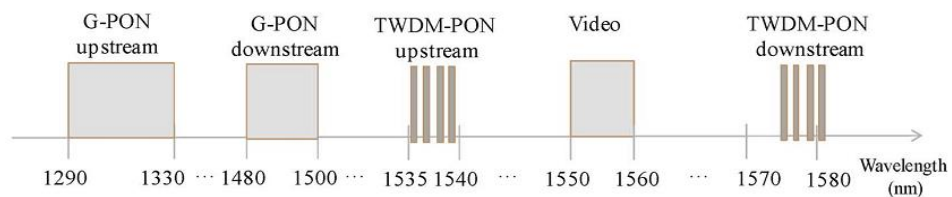


Figura 4.5.3 - Alocação de comprimentos de onda para a terceira solução.

- Uso das bandas O, E, S, C e L de modo a ser possível a coexistência entre todos os sistemas, i.e., G-PON, XG-PON, vídeo e TWDM-PON. Esta solução [60] foi proposta em Maio de 2013 e é esquematizada na Figura 4.5.4.

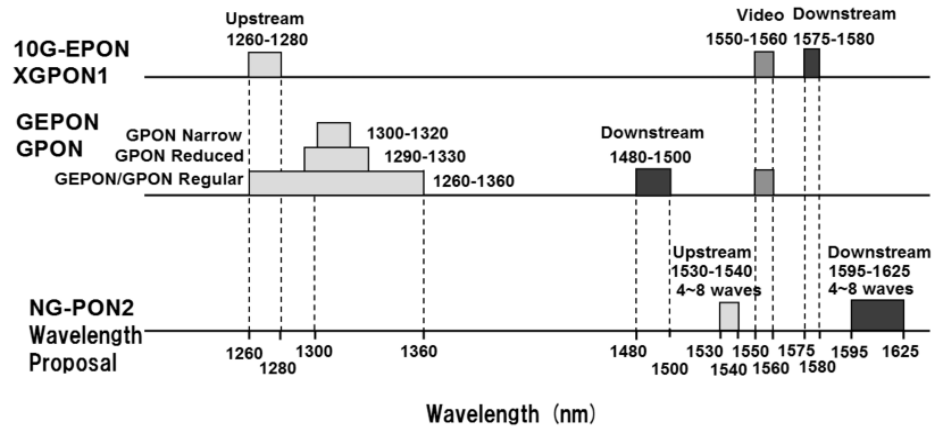


Figura 4.5.4 - Alocação de comprimentos de onda para a quarta solução.

4.5.5. Cenários de migração

No que diz respeito a cenários de migração para NG-PON2, estes dividem-se em: *brownfield* e *greenfield* [57]. No primeiro tira-se partido da infraestrutura ótica existente para se passar a oferecer maior largura de banda, utilizando para tal as NG-PON2. Assim neste cenário é possível que seja requerida a coexistência entre PON de gerações anteriores. O segundo refere-se à substituição da rede de cobre existente por um sistema NG-PON2, não sendo obrigatória a coexistência de PON de gerações anteriores.

Uma das opções que permite uma migração mais simples e suave é a da coexistência de PON. Assim as NG-PON2 têm de ser capazes de reutilizar os equipamentos e espetro que as PON de gerações anteriores, sem que para tal seja necessário interromper, alongadamente, o serviço ao utilizador.

Em [57], são apresentadas 3 cenários de migração para NG-PON2 que diferem no nível de flexibilidade:

- 1) Migração direta
- 2) Migração flexível
- 3) Migração abrangente

No primeiro cenário é possível migrar diretamente uma ordem de geração PON, i.e., de G-PON atualiza-se para XG-PON1 e somente depois para NG-PON2. Assim é exigido que o sistema já se encontre atualizado para XG-PON1, antes sequer de se começar a evoluir para NG-PON2.

Neste cenário é ainda possível remover o G-PON da ODN e reutilizar a janela de comprimentos de onda G-PON para permitir a coexistência de XG-PON e NG-PON2.

No segundo cenário é possível uma migração direta de G-PON para NG-PON2 sendo requerido um sistema NG-PON2 que possa coexistir com G-PON.

No último cenário apresenta-se a solução que permite a maior flexibilidade entre os cenários anteriores. Neste requer-se a coexistência entre G-PON, XG-PON1 e NG-PON2, o que a torna na solução mais aliciante devido à vasta gama de comprimentos de onda requeridos. Assim a capacidade do NG-PON2 coexistir com G-PON e XG-PON1 irá permitir a evolução a curto prazo para XG-PON1 e futuramente para NG-PON2 ou ainda a evolução direta de G-PON para NG-PON2. Este cenário torna-se assim o mais desejável pois permite a reutilização das ODN existentes oferecendo ainda uma enorme flexibilidade para os operadores.

Contudo é necessário ter em conta que segundo [57], em qualquer cenário de migração que permita coexistência de gerações PON, é exigido reutilização das ONUs e OLTs existentes sem as alterar e/ou inserir filtros adicionais para as proteger dos sinais NG-PON2. É ainda requerido que o utilizador possa migrar de G-PON/XG-PON1 para NG-PON2 através da substituição da ONU.

4.5.6. Protótipo apresentado

Em Setembro de 2011 surgiu o primeiro protótipo de um sistema TWDM-PON, fruto da parceria entre a China Telecom e a Huawei. O protótipo, que se encontra representado na Figura 4.5.5, utiliza 4 comprimentos de onda, para *downstream*, na banda C com espaçamento de 200GHz entre cada canal, permitindo a coexistência com as redes PON existentes. Para *upstream* são utilizados 4 comprimentos de onda espaçados, entre si, de 100 GHz.

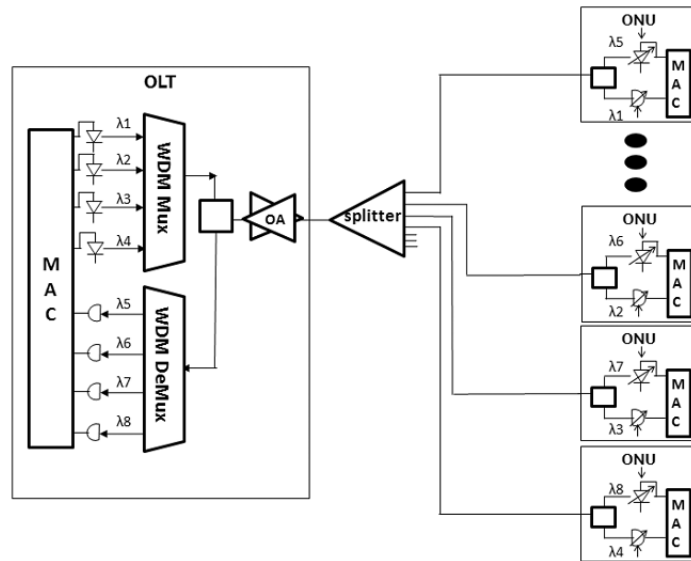


Figura 4.5.5 - Protótipo apresentado pela China Telecom e a Huawei.

A camada MAC, do sistema TWDM-PON é implementada numa FPGA que integra módulos para a alocação dinâmica de largura da banda, FEC, *scrambling* e XGEM.

No que diz respeito ao *split ratio*, é utilizado um divisor de 1:8 seguido de outro de 1:64 atingindo assim a capacidade total de 1:512, com 20 km de fibra. No entanto, outro tipo de configurações pode ser utilizado dependendo das necessidades dos operadores. Entre elas residem a possibilidade de optar, primeiramente, por divisores de 1:16 ou 1:32 e em seguida utilizar divisores de 1:32 e 1:16. Ainda no campo do *split ratio* é possível obter maior alcance, reduzindo o número de utilizadores da rede, por exemplo, de 20 km para 1:512, pode alcançar-se 40 km se o *split ratio* for reduzido para 1:128, ou ainda alcançar 60 km se o número de utilizadores baixar para 64.

Segundo [71], [72] foi provado que não existe interferências entre os serviços sobre a rede TWDM-PON e as G-PON e XG-PON, demonstrando que 40Gbps TWDM-PON é possível de coexistir com redes G-PON e XG-PON usando para tal a mesma ODN.

4.6. Conclusões

Neste capítulo abordou-se a evolução das e rede de acesso, tendo sido apresentadas várias gerações das PON existentes assim como características gerais, vantagens e desvantagens associadas. Primeiramente apresentou-se a G-PON, passando-se para a XG-PON e acabando-se na TWDM-PON, mas sempre com o objetivo de encontrar uma solução conseguisse suplantar o aumento incessante da procura de largura de banda por parte dos utilizadores. Assim começando-se pelo G-PON esta apresenta-se como uma solução em que já existe uma grande maturidade dos

componentes óticos e elétricos utilizados. Contudo esta começa a não conseguir suplantiar as necessidades atuais de largura de banda, pelo que se passou para o estudo do XG-PON que permite ritmos de transmissão superiores. No entanto como tudo aponta para uma maior necessidade de largura de banda nos anos vindouros, continuou-se a estudar possíveis soluções surgindo assim NG-PON de segunda geração (NG-PON2). De várias soluções possíveis, a selecionada como sendo a mais fazível foi a solução apresentada na secção 4.5, pois assenta na multiplexação, em comprimento de onda, de vários sistemas XG-PON, permitindo ritmos de transmissão agregados superiores.

Assim é possível concluir que o TWDM-PON é a solução encontrada para suplantiar futuras necessidades de largura de banda, sendo de esperar assistir, nos próximos anos, vários desenvolvimentos desta NG-PON2 proposta em Março deste ano [57].

5. Simulações e Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados simulados obtidos tendo sido utilizado o simulador ótico *VPIphotonics*TM, na versão 9.0, e o *Matlab* na versão 2011b.

Na primeira secção são apresentados os resultados simulados, isoladamente, da transmissão de sinais de rádio analógico e digital; na segunda secção são apresentados os resultados relativos às tecnologias PON, também estas simuladas isoladamente; na terceira secção são apresentados os resultados simulados da coexistência dos sistemas: G-PON, XG-PON e TWDM-PON. Na Tabela 5.1 são apresentadas as métricas de avaliação utilizadas bem como os limites estipulados.

Métrica	Valor
BER	$1e^{-3} \sim 1e^{-12}$
SER	$1e^{-3} \sim 1e^{-12}$
EVM	12%

Tabela 5.1 - Valores limite para BER e EVM [74].

De referir que os limites, superior e inferior, de BER e SER são representados graficamente com uma reta a tracejado vermelha e preto, respetivamente. O limite do EVM é representado com uma reta a tracejado preto.

Segundo [75], o BER é a percentagem de bits errados relativos ao número total de bits recebidos durante a transmissão. Logo, quando se tem um BER de 10^{-6} significa que na transmissão de 1,000,000, existe um 1 bit errado. Por outro lado, o BER pode ser relacionado o fator Q , considerando uma distribuição de ruído Gaussiana, é dado pela expressão 5.1,

$$Q = \frac{P_1 - P_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (5.1)$$

onde P_1 representa a potência dos bits a “1”, P_0 representa a potência dos bits a “0”, σ_1 é o desvio padrão da potência dos “1” e σ_0 é o desvio padrão da potência dos “0”, medidos no ponto ótimo de amostragem. Assim segundo [76], o fator Q permite obter um nível de decisão ótimo de modo a se equalizar a probabilidade de “1” e “0” errados. Esta dada pela expressão 5.2,

$$BER = \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right) \quad (5.2)$$

Quanto ao EVM, este define-se como a potência média do vetor erro, normalizado à potência do sinal, sendo o vetor erro um vetor no plano IQ entre os pontos ideais da constelação e os pontos recebidos. Assim, segundo [77], o EVM é calculado segundo a expressão 5.3.

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_s} [(I_{Tx_i} - I_{Rx_i})^2 + (Q_{Tx_i} - Q_{Rx_i})^2]}{\sum_{i=1}^{N_s} (I_{Tx_i}^2 + Q_{Tx_i}^2)}} \quad (5.3)$$

5.1. Transmissão de sinais de Rádio sobre Fibra

Nesta secção são apresentados os esquemáticos e resultados obtidos de simulações de transmissão de rádio sobre fibra. De modo a ser possível uma comparação mais real dos cenários estes foram simulados com os mesmos parâmetros globais que se encontram esquematizados na Tabela 5.2:

Parâmetro	Valor	Unidade
Frequência da Portadora	5	GHz
Modulação	16 – QAM	-----
MZM Extinction Ratio	20	dB
Largura de Linha do Laser	10	MHz
Coeficiente de atenuação	0.2	dB/km
Dispersão	17	ps/nm*km
Responsividade do PIN	1.0	-----

Tabela 5.2 – Parâmetros globais.

5.1.1. Transmissão analógica (RoF)

Nesta secção é estudado o sistema de transmissão de rádio analógico sobre fibra. Para tal esquematizou-se o cenário presente na Figura 5.1.1.

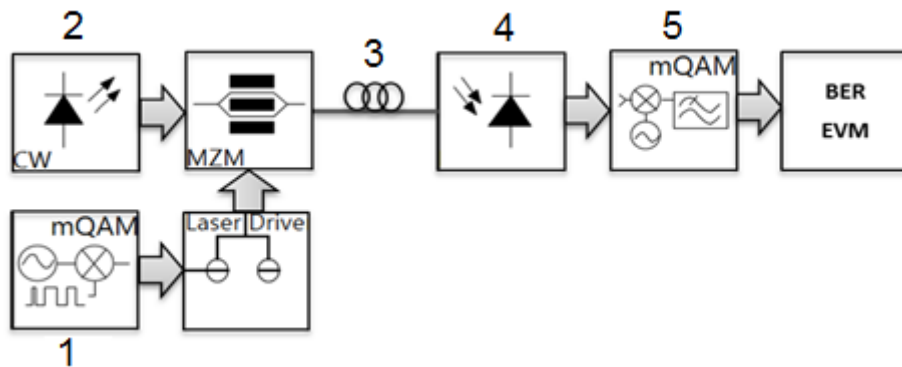


Figura 5.1.1 – Esquema do sistema RoF simulado.

A descrição dos blocos utilizados neste cenários segue a numeração indicada na Figura 5.1.1. Assim tem-se:

1) Transmissor QAM.

Este bloco gera um sinal elétrico M-QAM com uma determinada frequência portadora. Este sinal é obtido através da modulação (M-QAM) de uma sequência pseudo-aleatória de bits gerada internamente. Os valores utilizados para os parâmetros do bloco foram:

- Taxa amostragem: 20 GHz
- Ritmo de bit: 1.25 Gbps
- Bits por símbolo QAM: 4
- Frequência da portadora: 5 GHz
- *Roll off*: 0.6

2) Laser CW (*Continuous Wave*)

Este bloco modela um laser DFB com os seguintes parâmetros:

- Frequência de emissão: 193.1 THz
- Taxa de amostragem: 20 GHz
- Largura de linha: 10 MHz
- Potência média: -15 a -6 dBm

3) Fibra universal

Este bloco simula a transmissão de sinal na fibra ótica. Os parâmetros utilizados foram:

- Comprimento: 0 a 50 km
- Índice de refração de grupo: 1.47
- Atenuação: 0.2 dB/km
- Frequência de referência: 193.1 THz
- Dispersão: $16e^{-6} \text{ s/m}^2$
- Espalhamento de Raman: sim
- SPM: sim

4) Foto díodo (PIN)

Este bloco realiza a conversão do sinal ótico de entrada para o domínio elétrico. Os parâmetros utilizados foram:

- Responsividade: 1 A/W

- Ruído térmico: $10e^{-11} \text{ A/W } z^{\frac{1}{2}}$
- Corrente negra: 0.0 A
- Ruído de disparo: sim

5) Recetor QAM

Este bloco descodifica o sinal elétrico M-QAM e avalia a taxa de erro de símbolo (SER – *Symbol Error Rate*) e o EVM. De notar que a modulação 16-QAM utiliza quatro bits por símbolo, o que permite calcular a BER através da SER, bastando para tal dividir a SER por quatro [78]. Os valores utilizados para os parâmetros foram:

- Taxa de amostragem: 20 GHz
- Ritmo de bit: 1.25 Gbps
- Bits por símbolo QAM: 4
- Frequência da portadora: 5 GHz
- *Roll off*: 0.6
- Saídas do bloco: EVM, SER

No esquemático é possível observar que o sinal 16QAM modula externamente o laser, utilizando um modulador *Mach-Zehnder*, sendo necessário adicionar o bloco *Laser Driver* de modo a colocar o modulador a funcionar na região linear. Este bloco, representado na Figura 5.1.1, opera segundo duas variáveis, *Bias* e *DriveAmplitude*, que foram obtidas através da análise da potência do sinal à saída do modulador, do espectro à saída deste, do sinal elétrico recebido e do EVM. Primeiramente correu-se um *sweep* com valores entre 0 e 4 [u.a.] de modo a obter a curva característica do modulador e assim encontrar um valor em que este estivesse a funcionar na zona linear (2.2.1.1), como mostra a Figura 5.1.2. De seguida correu-se um outro *sweep* para se determinar qual o valor de *DriveAmplitude* a utilizar. Este valor foi determinado verificando-se para que valor de *Bias* e *DriveAmplitude* se obtinha o valor de EVM mais baixo, representado na Figura 5.1.3 (esquerda) e Figura 5.1.4 (esquerda) respetivamente, e um espectro constituído somente pela frequência do sinal modulado, representado na Figura 5.1.3 (centro e direita) e Figura 5.1.4 (centro e direita) respetivamente.

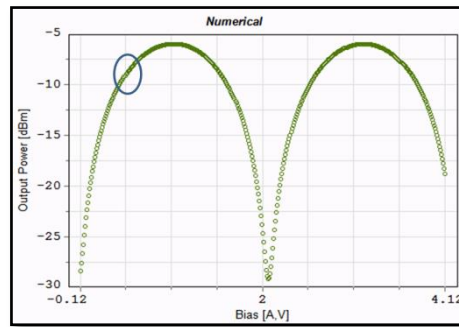


Figura 5.1.2 - Curva caraterística de potência um MZM.

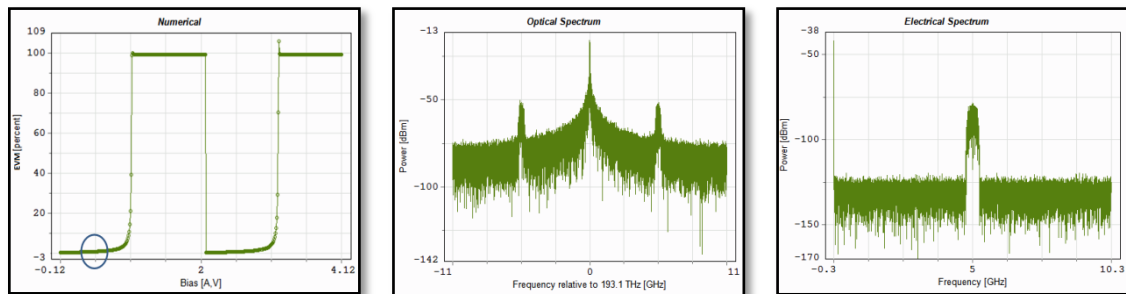


Figura 5.1.3 – Valores de EVM [%] (esquerda), espectro obtido (centro) e sinal elétrico recebido (direita) para o *Bias*.

Seguidamente, correu-se um outro *sweep* com valores de 0 a 1 [u.a.] para se determinar qual o valor de *DriveAmplitude* a utilizar. Este valor foi determinado verificando-se para que valor de *Bias* e *DriveAmplitude* se obtinha o valor de EVM mais baixo, um espectro ótico sem réplicas e um sinal elétrico recebido constituído somente pela frequência do sinal QAM - Figura 5.1.3 (centro e direita) e Figura 5.1.4 (centro e direita).

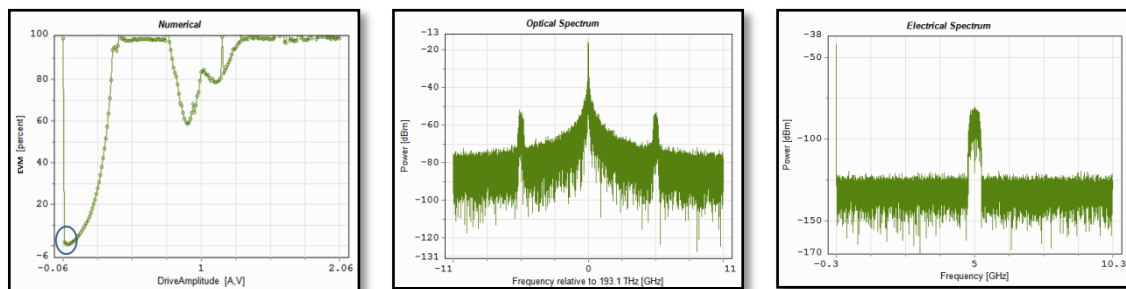


Figura 5.1.4 – Valores de EVM [%] (esquerda), espectro obtido (centro) e sinal elétrico recebido (direita) para o *DriveAmplitude*.

No final destes *sweep* obtiveram-se os valores de *Bias* e *DriveAmplitude*, apresentados na Tabela 5.3.

Parâmetro	Valor [A,V]
<i>Bias</i>	0.5
<i>DriveAmplitude</i>	0.024

Tabela 5.3 - Valores utilizados para *Bias* e *DriveAmplitude*.

Tendo o modulador a funcionar na região linear, foi possível então obter uma forma de onda, correta, do sinal propagante na fibra - Figura 5.1.5.

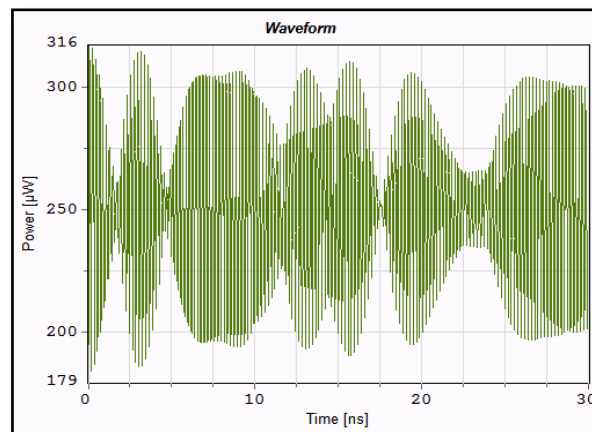


Figura 5.1.5 - Sinal analógico propagante na fibra.

De seguida iniciaram-se os testes ao sistema tendo-se começado pelo estudo da sensibilidade do sistema, i.e., qual a potência mínima necessária no recetor para que os valores de EVM e SER se mantenham dentro da gama designada na Tabela 5.1, recorrendo-se para tal ao uso do bloco atenuador antes do recetor. Para este teste aplicou-se uma potência de transmissão de 0dBm, removeu-se a fibra e variou-se o valor da atenuação no bloco atenuador.

Os resultados obtidos para o EVM e SER podem ser observados no Gráfico 5.1.1.1 e no Gráfico 5.1.1.2.

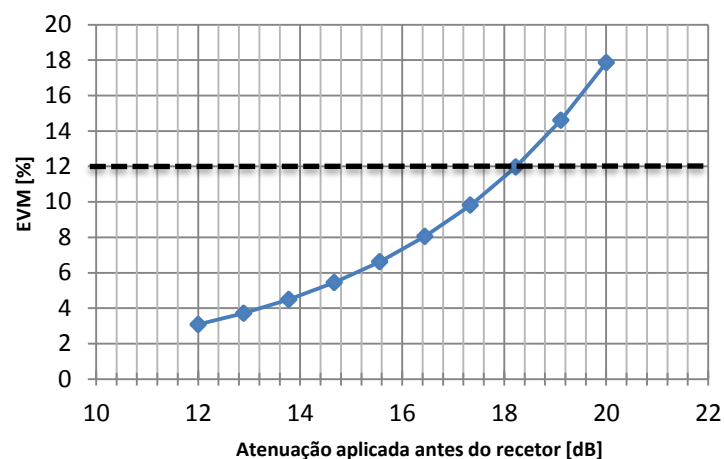


Gráfico 5.1.1.1 - EVM vs Atenuação antes do bloco recetor.

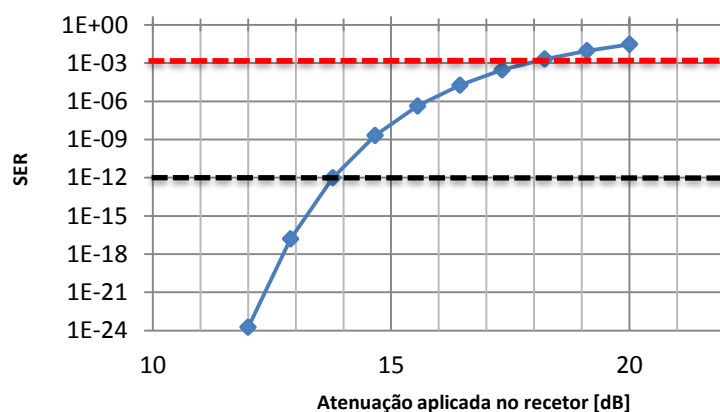


Gráfico 5.1.1.2 - SER vs Atenuação antes do bloco recetor.

Pela análise do Gráfico 5.1.1.1 e do Gráfico 5.1.1.2 tem-se que a potência mínima no recetor se tem que situar nos -18dBm, de modo a manter os valores de EVM e SER abaixo do limite estipulado na Tabela 5.2.

Em seguida averiguou-se, para várias potências de transmissão, qual o alcance máximo que se poderia obter. O alcance máximo foi simulado com os efeitos SPM ativos na fibra e foi efetuado variando o comprimento da fibra de 0 km até 50 km, com um degrau de 5 km. Os resultados obtidos estão representados no Gráfico 5.1.1.3 e no Gráfico 5.1.1.4.

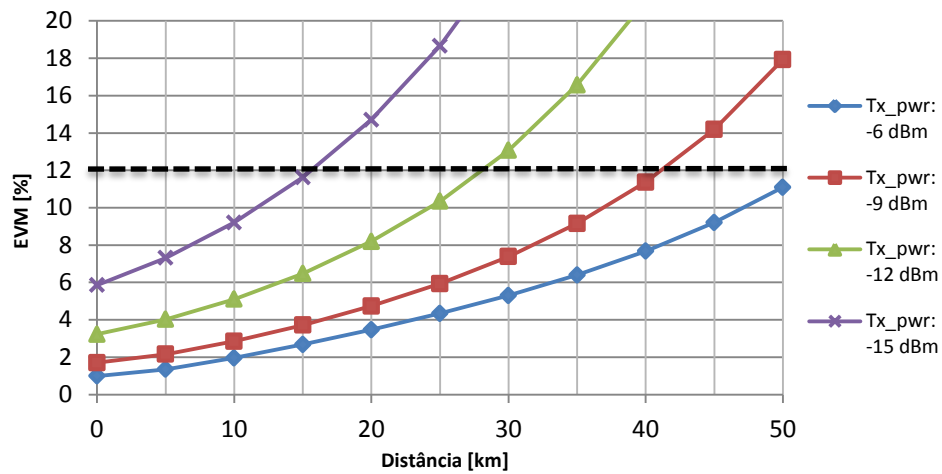


Gráfico 5.1.1.3 - EVM vs Distância.

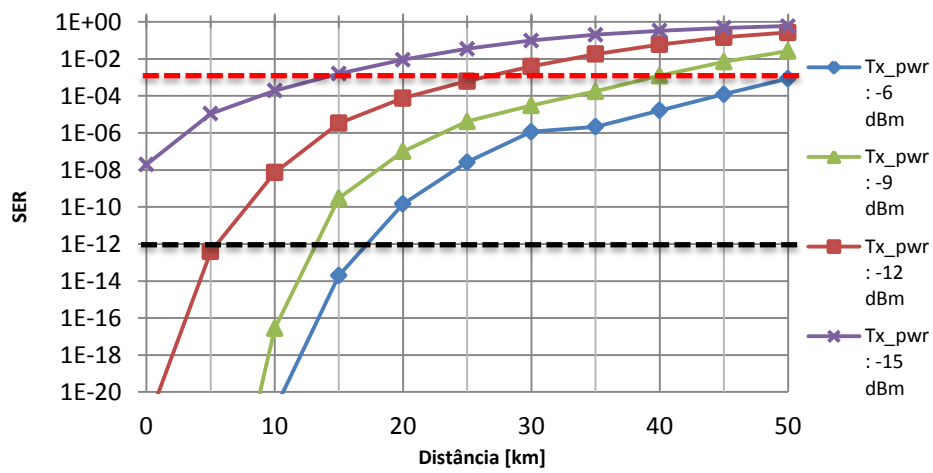


Gráfico 5.1.1.4 - SER vs Distância.

Tendo em conta os resultados observados no Gráfico 5.1.1.3 e Gráfico 5.1.1.4, conclui-se que se consegue atingir distâncias de 50 km para uma potência de -6 dBm, sendo que para -9 dBm, -12 dBm e -15 dBm se atinge 40 km, 27 km e 15 km, respetivamente.

As constelações e espectros recebidos, obtidos neste teste podem ser observados, para *B2B*, na Figura 5.1.6 e para 40 km na Figura 5.1.7.

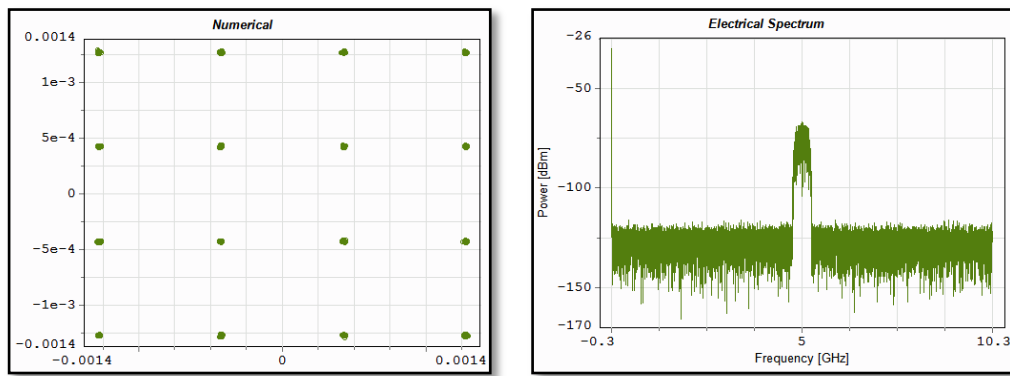


Figura 5.1.6 – Constelação [u.a.] (direita) e espectro recebido (esquerda) para *B2B*.

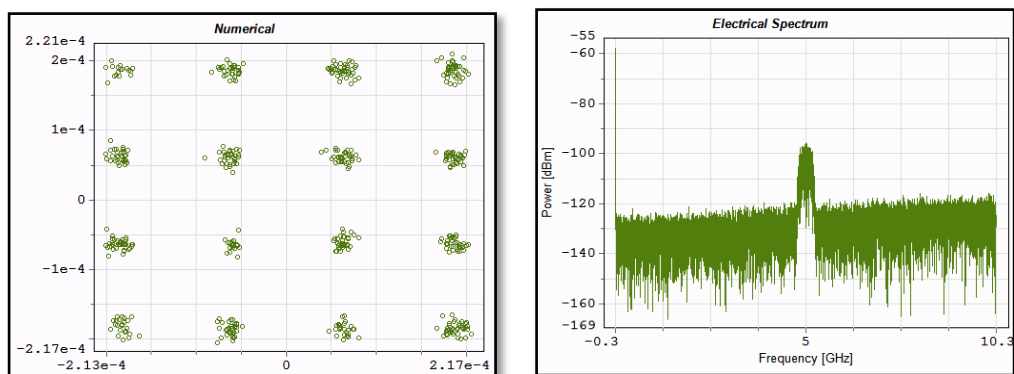


Figura 5.1.7 - Constelação [u.a.] (direita) e espectro recebido (esquerda) para 40 km.

Pela observação dos resultados obtidos na Figura 5.1.6 e na Figura 5.1.7 é possível verificar que à medida que a distância aumenta, as constelações pioram, i.e., os pontos obtidos começam a distanciar-se cada vez mais do ponto referencial, o que se traduz num aumento do valor de EVM. É possível reparar ainda que o sinal elétrico recebido perde potência, começando a aproximar-se do nível de ruído.

5.1.2. Transmissão digital (DRoF) sem codificador 8B/10B

Nesta secção é estudado o sistema de transmissão de rádio digital sobre fibra. Foi desenvolvido um sistema DRoF sem codificador 8B/10B, como demonstrado em [79]. Para tal esquematizou-se o cenário presente na Figura 5.1.8.

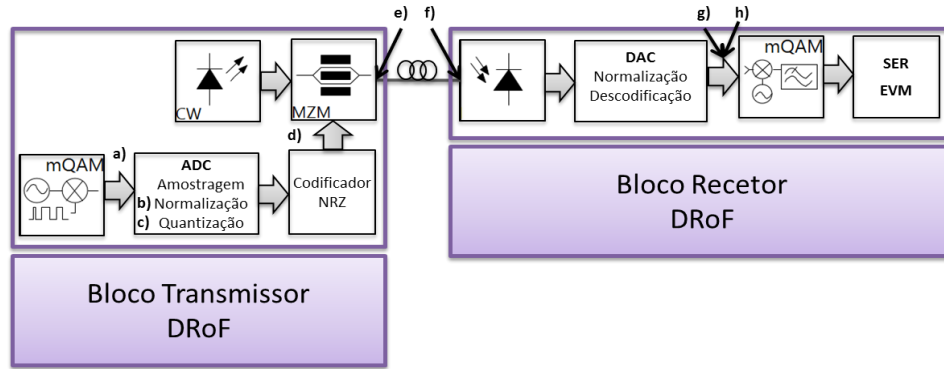
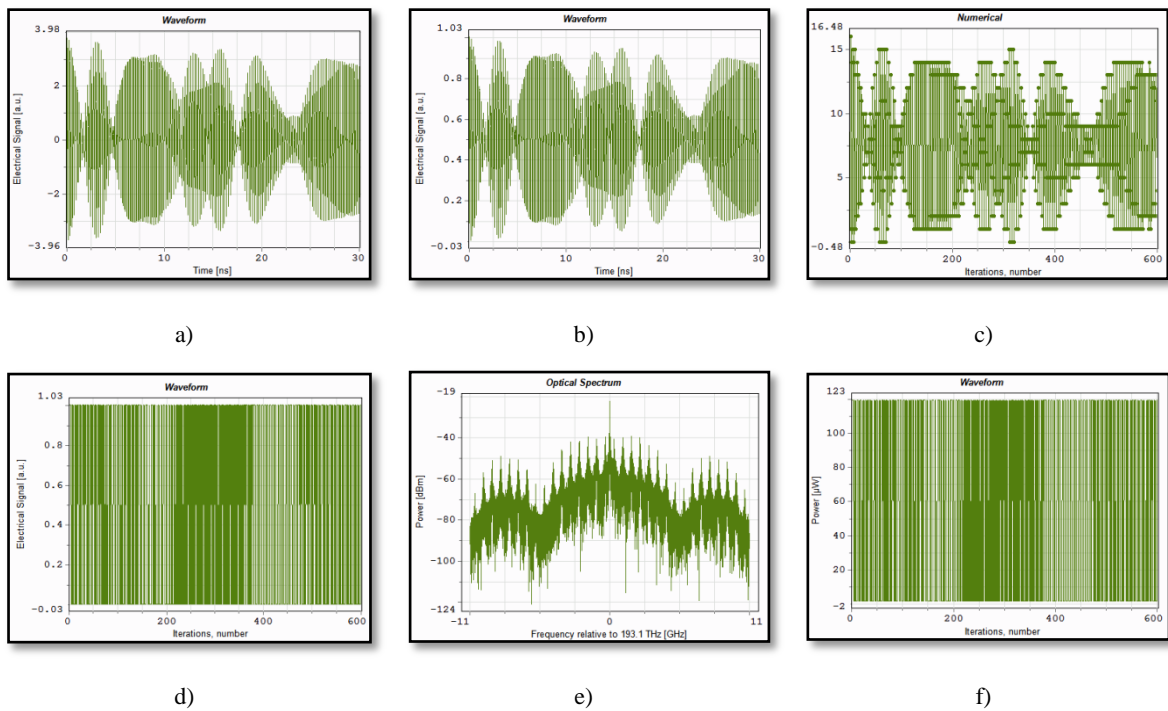


Figura 5.1.8 - Esquema DRoF simulado.

De modo a se poder diferenciar este sistema com o sistema de transmissão de sinal RF analógico presente na secção 5.1.1, obtive os sinais e espectro em diversos pontos do sistema representados pelas índices a), b), c), d), e), f), g) e h) na Figura 5.1.8. Assim tem-se:



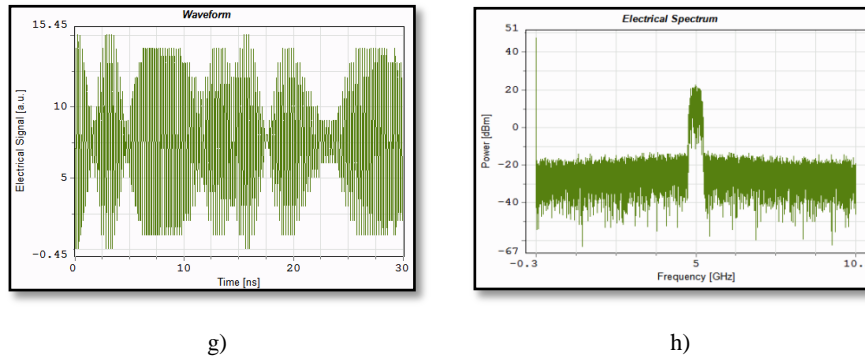


Figura 5.1.9 - Sinal DRoF ao longo do sistema: a) sinal QAM gerado; b) sinal normalizado; c) sinal quantificado; d) sinal codificado; e) espectro ótico à entrada da fibra; f) sinal propagado na fibra, g) sinal decodificado e h) sinal elétrico recebido.

Na Figura 5.1.9 é possível observar em a) o sinal QAM gerado, que depois passa por um bloco normalizador, b), sendo depois quantificado em c) e codificado em d). Antes de ir para fibra o sinal passa ainda pelo MZM e entra na fibra com o espectro e representação temporal figuradas em e) e f), respetivamente. Por fim o sinal é decodificado em g) e recuperado como pode ser observado em h).

No processo de conversão analógico-digital realizou-se a amostragem, normalização e quantização do sinal. A taxa de amostragem utilizada para digitalizar o sinal analógico obedeceu ao critério de *Nyquist* [80]. Para tal utilizou-se uma taxa de amostragem de 20 GHz (para 4 bits de resolução) e de 11.25 GHz (para 3 bits de resolução). Na normalização efetuou-se, utilizando um *script Python*, a conversão da amplitude do sinal amostrado para valores entre 0 e 1 - Figura 5.1.9 b). De seguida prosseguiu-se com a quantização do sinal normalizado, tendo sido configurado o número de níveis desejado ($2^{N^{\circ} \text{ bits de resolução}}$), o nível do valor mais baixo (zero) e o nível do valor mais alto $2^{N^{\circ} \text{ bits de resolução}}$ - Figura 5.1.9 c). Posteriormente recorreu-se a um bloco conversor (*IntToBits*) de valores inteiros para bits de modo se obter uma sequência de bits para aplicar à entrada do bloco NRZ. Neste bloco utilizou-se o parâmetro correspondente ao número de bits de resolução para se agrupar os bits na saída. Assim para uma resolução de 4 bits, ao receber um número inteiro na entrada surgirão 4 bits na saída do bloco. Por fim recorre-se a um bloco de codificação NRZ para transformar a sequência de bits num sinal elétrico. Aqui utilizou-se uma taxa de bits de $1.25 \times 10^9 \times N^{\circ} \text{ bits de resolução}$, tendo-se mantido os valores para as taxas de amostragem - Figura 5.1.9 d).

No processo de conversão digital-analógico procedeu-se à normalização e decodificação do sinal elétrico proveniente do díodo fotodetetor. Na normalização recorreu-se de novo ao bloco

normalizador, tendo sido utilizados os mesmos parâmetros. De seguida recorreu-se a um bloco que lê um determinado número de entradas e gera um determinado número de saídas. Assim este bloco lia o número de bits de resolução e enviava somente um bit para a saída. Posteriormente, os bits seguem para o bloco que transforma bits para um número inteiro. Neste bloco utilizou-se o parâmetro *Nº de bits de resolução* para definir o número de bits a ler na entrada para depois se converter para inteiro. De seguida recorreu-se a um bloco conversor de *float* para blocos elétricos. O resultado da saída este bloco observa-se na Figura 5.1.9 g) e h).

Para este cenário estudou-se em primeiro lugar a sensibilidade deste, isto é, a potência mínima de receção necessária para que o valor de BER seja menor ou igual a $1e^{-3}$. Assim utilizou-se uma potência de transmissão de 0 dBm e um atenuador antes do recetor a variar entre 25 a 29 dB, com um espaçamento de 0.5 dB. Em seguida obteve-se os valores de EVM e SER para cada valor de atenuação. Como a potência de transmissão é 0 dBm, a potência recebida no recetor vai ser a simétrica do valor de atenuação aplicado ao sistema (em dBm). Os resultados obtidos estão expressos no Gráfico 5.1.2.1 e no Gráfico 5.1.2.2.

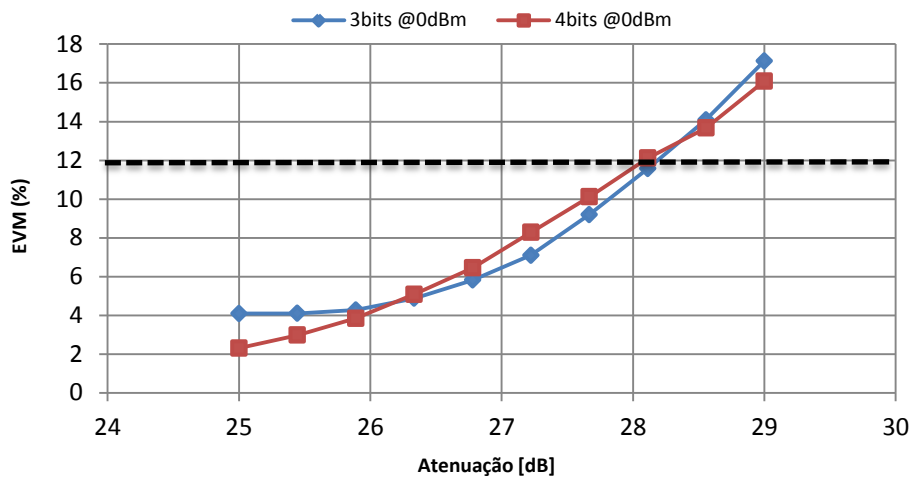


Gráfico 5.1.2.1 - EVM vs Atenuação antes do bloco recetor.

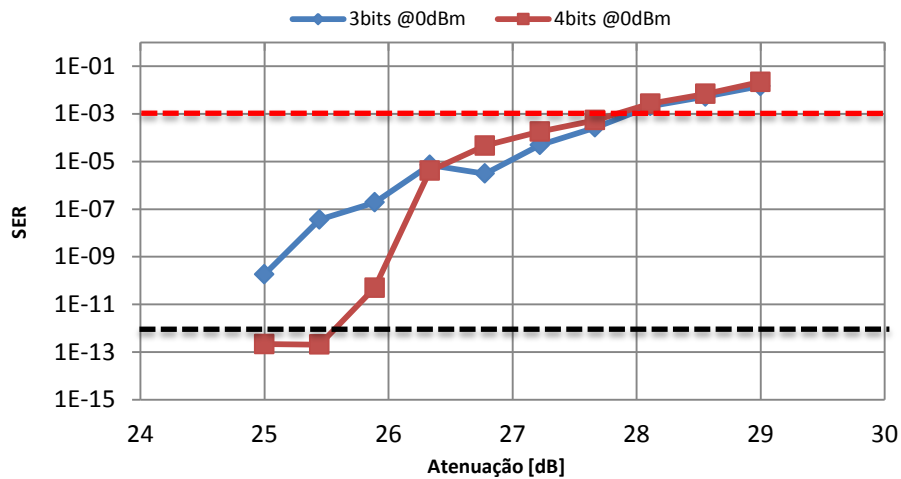


Gráfico 5.1.2.2 - SER vs Atenuação antes do bloco recetor.

Através da análise do Gráfico 5.1.1.1 e Gráfico 5.1.1.2, pode verificar-se que a potência mínima admissível no recetor é de cerca 28 dBm, de modo a não infringir os limites estipulados.

Em seguida simulou-se o comportamento do sistema para vários valores de números de bits de resolução, primeiramente para *B2B* e posteriormente para 10 km. No Gráfico 5.1.2.3, pode observar-se a variação do valor do EVM com o aumento do número de bits de resolução da ADC/DAC.

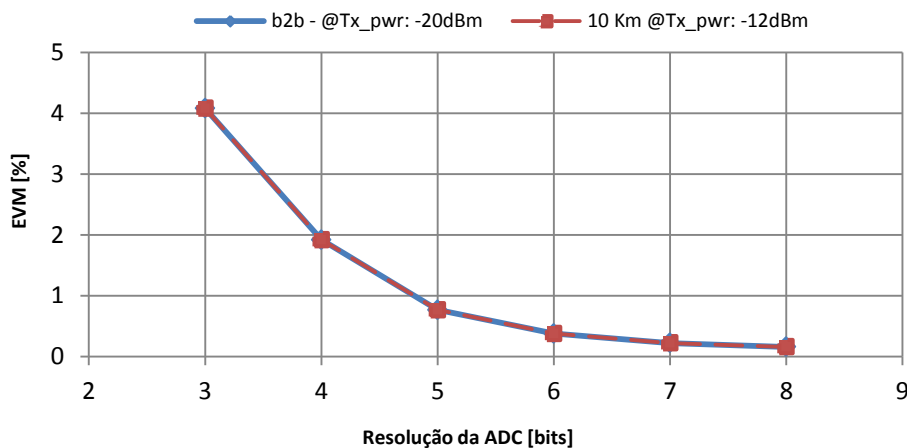


Gráfico 5.1.2.3 - EVM vs número de bits de resolução.

Através da observação do Gráfico 5.1.2.3 conclui-se que à medida que se aumenta ao número de bits da resolução o EVM melhora, obtendo-se comportamento semelhante para *B2B* e para 10 km.

Em seguida simulou-se o comportamento do sistema aquando da variação do número de bits de resolução da ADC/DAC com o aumento do comprimento da fibra, tendo sido utilizada uma

potência de transmissão de 0 dBm. Os resultados obtidos para 3, 4 e 5 bits de resolução da ADC estão expressos no Gráfico 5.1.2.4.

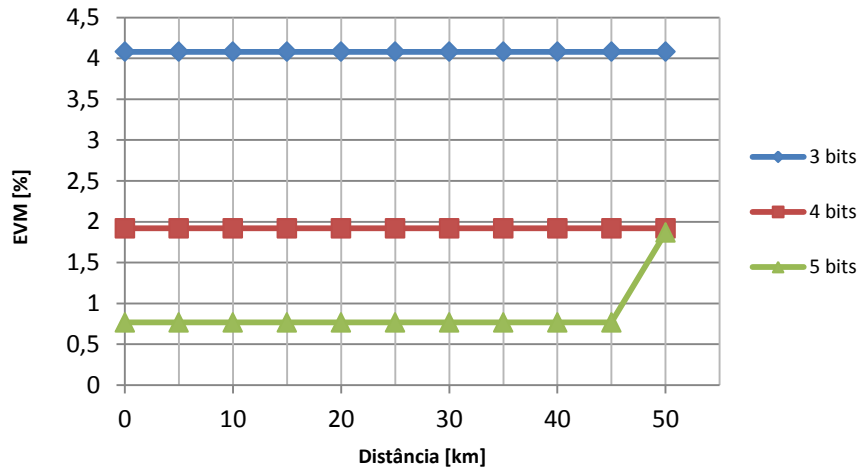


Gráfico 5.1.2.4 - EVM vs distância, para vários números de bits de resolução.

Através da análise do Gráfico 5.1.2.4, é possível observar que há medida que o número de bits de resolução da ADC/DAC aumenta o EVM baixa, mas para 5 bits e 45 km o valor do EVM começa a subir. Tal acontecimento deve-se ao aumento do ritmo de transmissão é dado pela expressão 5.4,

$$Data\ Rate = Resolução * BitRate \quad (5.4)$$

Em seguida simulou-se, quais as distâncias máximas obtidas para várias potências de transmissão, para 3 e 4 bits de resolução da ADC/DAC. As potências de transmissão utilizadas foram: -6 dBm, -9 dBm, -12 dBm, -15 dBm e -18 dBm. No entanto no Gráfico 5.1.2.5, encontram-se somente representados as curvas obtidas para -12 dBm, -15 dBm e -20dBm, para 3 e 4 bits de resolução.

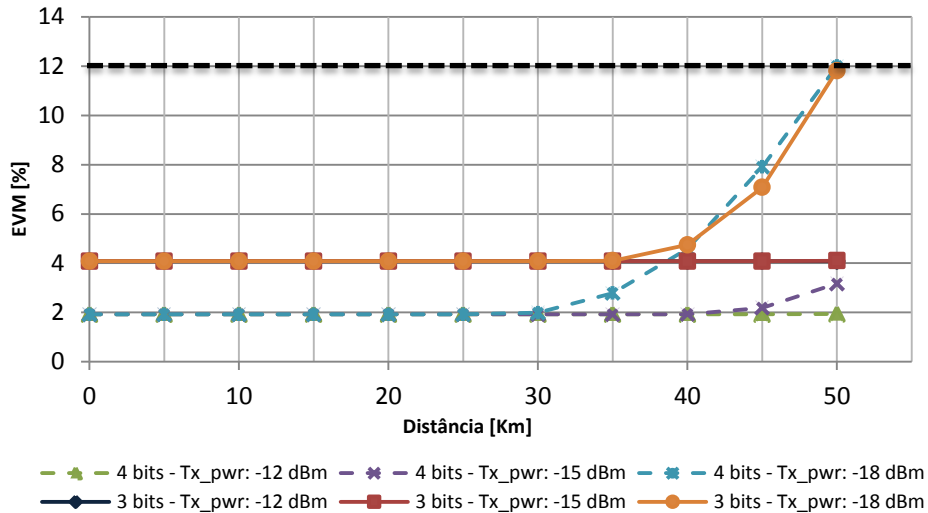


Gráfico 5.1.2.5 - EVM vs distância para várias potências de transmissão e para 3 e 4 bits de resolução.

Através da análise do Gráfico 5.1.2.5 pode concluir-se que a mesma potência de transmissão, os valores de EVM são inferiores para as curvas representativas de 4 bits de resolução relativamente às de 3 bits de resolução. Contudo observa-se que para as curvas de 3 bits, o valor de EVM se mantém constante para distâncias superiores, pelo que para as curvas de 4 bits, se observa um crescimento prematuro do valor do EVM. Todavia o valor de EVM para as curvas é sempre menor para as curvas de 4 bits, com exceção da curva obtida para -18 dBm aos 45 km, onde o valor é ligeiramente superior ao obtido pela respetiva curva de 3 bits.

5.1.3. Transmissão digital (DRoF) com codificador 8B/10B

Nesta secção simula-se o cenário do ponto 5.1.2, mas com a adição de um bloco codificador 8B/10B. Este bloco, através de co-simulação com o *Matlab*, codifica sequências de 8 bits em sequências de 10 bits. O esquema simulado encontra-se representado na Figura 5.1.10.

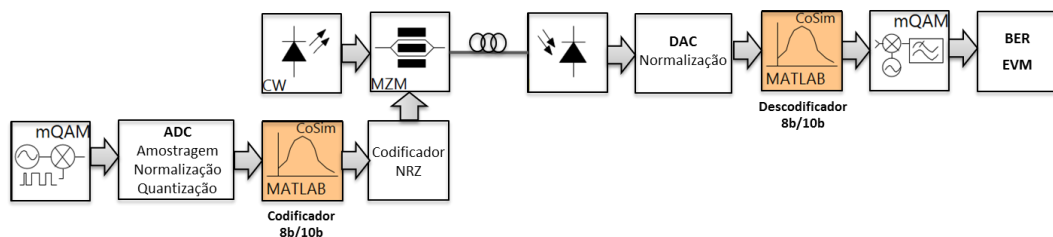


Figura 5.1.10 - Esquema DRoF simulado.

Neste cenário recorreu-se às mesmas configurações utilizadas no ponto 5.1.2, contudo adicionou-se um bloco que permite a co-simulação com o *Matlab*. Do lado do transmissor este

bloco recebe a sequência de bits gerada após o bloco *IntToBits* e corre o *script* onde a sequência de bits é dividida em sequências de 8 bits que são depois codificadas. As sequências codificadas são depois organizadas num vetor de bits que é utilizada na entrada do codificador NRZ.

No lado do recetor, o bloco de co-simulação descodifica a sequência recebida e o sinal é depois recuperado e utilizado pelo bloco recetor M-QAM para se calcular os erros.

A utilização deste bloco codificador vem aumentar o *data rate* na fibra de um fator de $\frac{10}{8}$, sendo o *data rate* final dado pela expressão 5.5:

$$Data\ Rate = Resolu\c{c}\tilde{a}\tilde{o} * BitRate * \left(\frac{10}{8}\right) \quad (5.5)$$

O primeiro teste efetuado foi a sensibilidade do sistema, sendo que para tal se utilizou uma potência transmitida de 0 dBm em *B2B*, que com a adição de um atenuador variável antes do recetor, possibilitou variação da potência recebida. A simulação foi efetuada para 3 e 4 bits de resolução e os resultados para EVM e SER podem ser observados no Gráfico 5.1.3.1 e Gráfico 5.1.3.2:

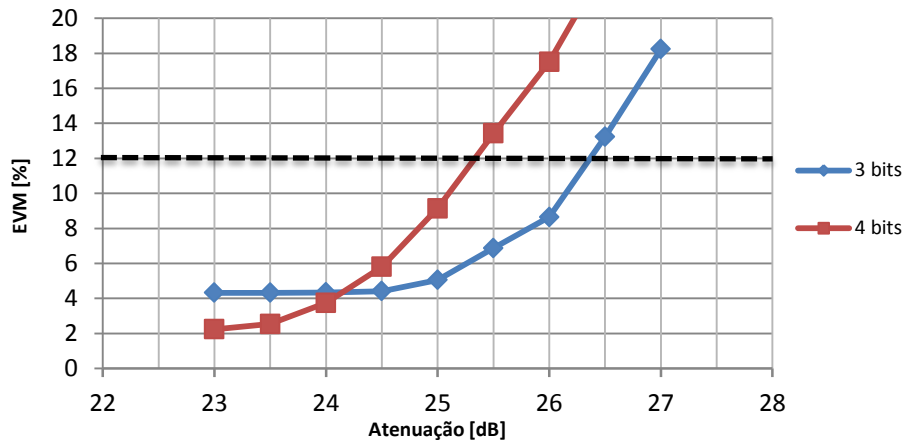


Gráfico 5.1.3.1 - EVM vs Atenuação antes do bloco recetor.

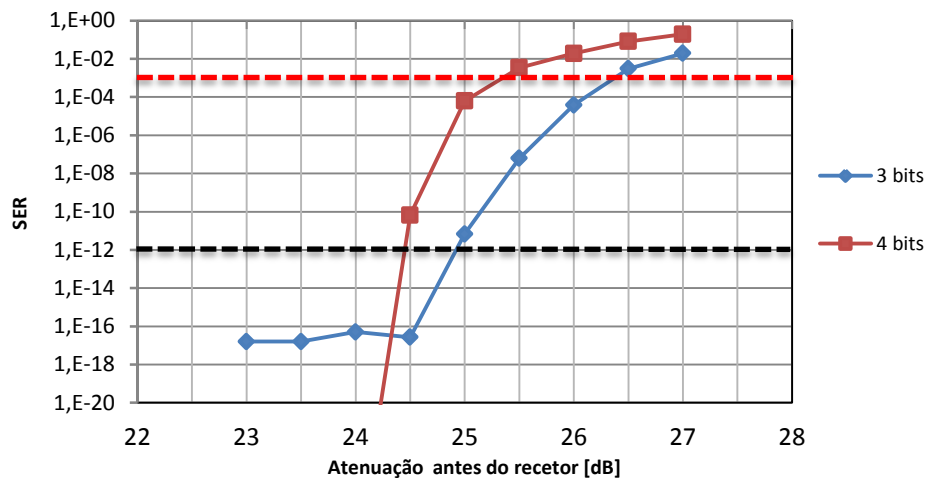


Gráfico 5.1.3.2 - SER vs Atenuação antes do bloco recetor.

Através da análise do Gráfico 5.1.3.1 e Gráfico 5.1.3.2 tem-se que a potência mínima admitida no recetor, de modo a que o EVM e SER se mantenham dentro dos limites estipulados, é de cerca de -26dBm.

De seguida obteve-se os resultados do EVM em função do número de bits de resolução, para B2B e 10 km. Para tal utilizou-se uma potência de transmissão de -20dBm para B2B e -12dBm para 10 km.

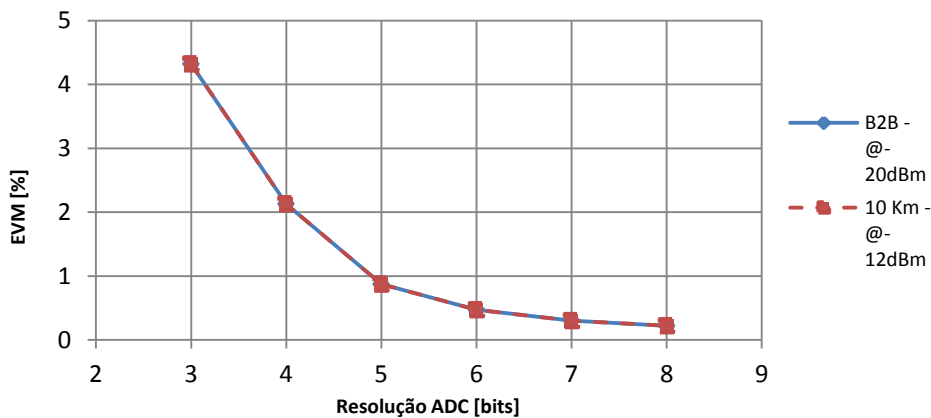


Gráfico 5.1.3.3 - EVM vs número de bits de resolução.

Da análise do Gráfico 5.1.3.3 tem-se que à medida que o número de bits de resolução aumenta o EVM baixa, devido ao decréscimo do erro de quantização no sistema.

Em seguida simulou-se o comportamento do sistema aquando da variação do número de bits de resolução com o comprimento da fibra. Assim testou-se 3, 4 e 5 bits de resolução para distâncias de até 50 km, como uma potência de transmissão de 0 dBm. Os resultados obtidos estão presentes no Gráfico 5.1.3.4.

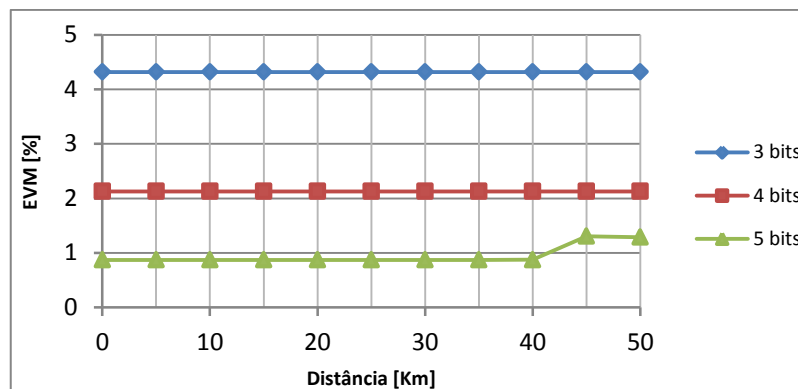


Gráfico 5.1.3.4 - EVM vs distância, para vários números de bits de resolução.

No Gráfico 5.1.3.4 observa-se, novamente, que há medida que se aumenta o número de bits de resolução, o valor de EVM baixa e mantém-se constante até aos 50 km, para os casos de 3 e 4 bits. Para 5 bits observa-se que sofre um ligeiro aumento, que se deve ao consequente aumento do *data rate*.

De seguida obteve-se a distância máxima atingida para várias potências de transmissão, com 3 e 4 bits de resolução da ADC/DAC. As potências de transmissão utilizadas foram: -6 dBm, -9 dBm, -12 dBm, -15 dBm e -18 dBm. No Gráfico 5.1.3.5 encontram-se representados as curvas de EVM obtidas para 3 e 4 bits.

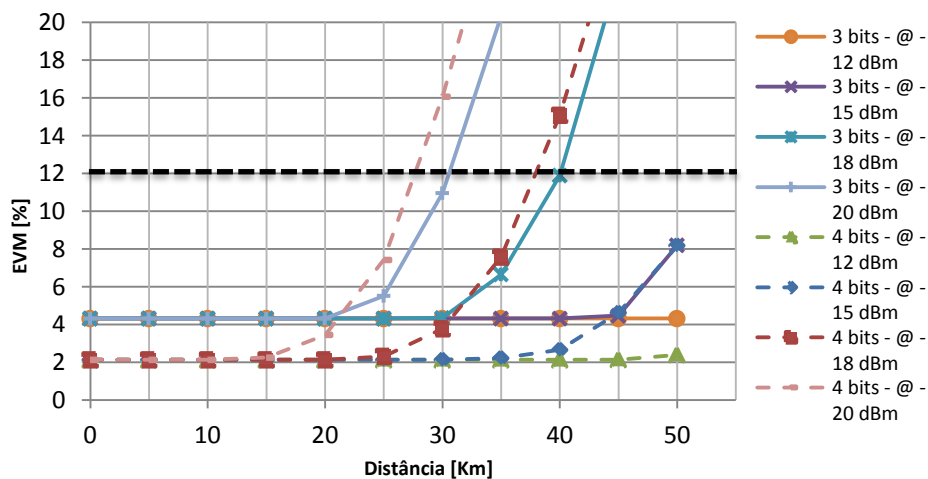


Gráfico 5.1.3.5 - EVM vs distância, para várias potências de transmissão e para 3 e 4 bits de resolução.

No Gráfico 5.1.3.6 encontram-se representados os resultados obtidos para o SER.

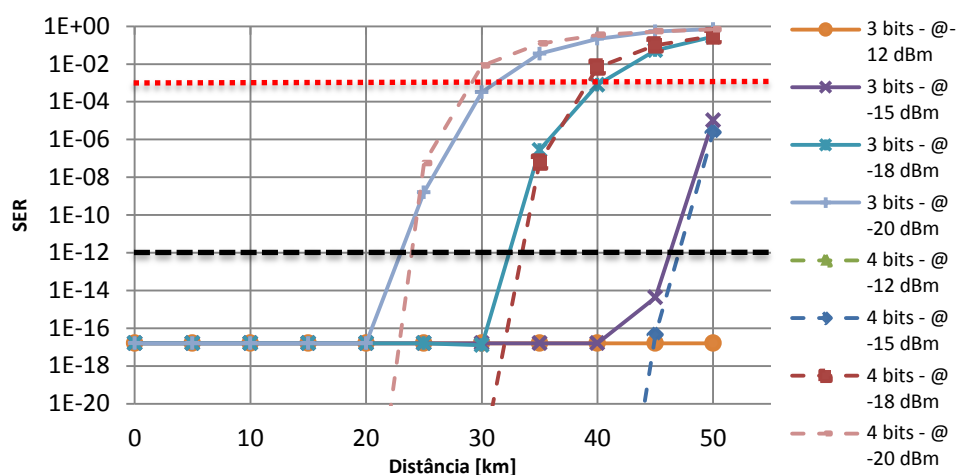


Gráfico 5.1.3.6 - SER vs distância, para várias potências de transmissão e para 3 e 4 bits de resolução.

Da análise do Gráfico 5.3.1.5 e Gráfico 5.3.1.6 tem-se que é possível atingir 50 km de distância com uma potência de transmissão de -15 dBm para ambos os casos. Caso se pretenda utilizar potências de transmissão mais baixas, o alcance máximo atingido será menor, sendo que para -18 dBm se consegue atingir 40 km para 3 bits e cerca de 38 km para 4 bits. Para -20 dBm, o alcance situa-se entre 32 km e 28 km para 3 e 4 bits de resolução, respetivamente.

5.1.4. Análise dos resultados

Dos resultados obtidos na secção 5.1, pode inferir-se que a transmissão de rádio digital traz algumas vantagens sobre a transmissão de radio analógico sobre fibra.

Começando pela sensibilidade dos sistemas simulados, tem-se que para o RoF, 5.1.1, esta é a menor de todos eles, sendo a potência mínima admissível no recetor de -18 dBm. Em seguida vem o DRoF com codificador 8B/10B, 5.1.3, com uma potência mínima no recetor de cerca de -26 dBm para 3 bits de resolução e -25 dBm para 4 bits. Por fim tem-se o DRoF sem codificador 8B/10B, 5.1.2, que admite potências de receção na ordem dos -28 dBm. O facto de se obter melhores valores de sensibilidade para o DRoF sem codificador do que para DRoF com codificador, prende-se com o fato de que o *data rate* na fibra aumentar de um fator de $\frac{10}{8}$.

Passando a distância máxima atingida por cada sistema simulado, esta fixou-se nos 50 km (limite para qual foram simulados), contudo as potências de transmissão requeridas variaram, sendo que para o RoF esta fixou-se nos -6 dBm. No caso do DRoF sem codificador, a potência necessária para tal foi de -18 dBm, sendo que para 4 bits o valor de EVM manteve-se mais constante e mais baixo que para 3 bits, até cerca dos 25 km, tendo depois começado a subir gradualmente até que aos 40 km atingiu o mesmo valor de EVM que para 3 bits. A partir desta distância o valor do EVM

para 4 bits de resolução cresce mais acentuadamente que para 3 bits, contudo nos 50 km voltam a ter aproximadamente o mesmo valor. Quanto ao DRoF com codificador, este necessitou de uma potência de transmissão de -15 dBm para atingir os 50 km de distância, dentro dos limites estabelecidos. Tal fato deve-se ao aumento do *data rate* na fibra que implica menos energia para cada bit transmitido, o que implica o uso de uma maior potência de transmissão comparativamente ao DRoF sem codificador. Contudo para -15 dBm o valor de EVM obtido é de 8%, sendo que a curva para 4 bits começa a subir mais cedo que a de 3 bits.

Quanto ao como o EVM varia com a distância para vários valores de número de bits de resolução, observa-se que para o DRoF sem codificador o valor para 50 km e 5 bits de resolução é praticamente o mesmo que para 4 bits, enquanto no DRoF com codificador esse valor é mais reduzido do que o valor da curva de 4 bits.

5.2. Redes Óticas Passivas (PON)

Nesta secção são apresentados os esquemáticos e resultados obtidos de simulações de redes óticas passivas. De modo a ser possível uma comparação mais real dos cenários estes foram simulados com os mesmos parâmetros globais que se encontram esquematizados na Tabela 5.4:

Parâmetro	Valor
BitRateDefault	2.5 Gbps
SampleRateDefault	32*BitRateDefault
TimeWindow	512 / BitRateDefault

Tabela 5.4 - Tabela dos parâmetros globais utilizados nas simulações.

De referir ainda que em todas as simulações se utilizou um bloco atenuador à saída de cada fibra, para ambos os sentidos, com um valor de atenuação de 21 dB, de modo a simular um divisor de 1:64. Para efeitos de simplificação, este bloco atenuador não foi incluído nos diagramas de blocos apresentados.

5.2.1. G-PON

Nesta secção simula-se o comportamento de um sistema G-PON a 2.5 Gbps nos sentidos *downstream* e *upstream*. O diagrama de blocos do sistema simulado encontra-se esquematizado na Figura 5.2.1.

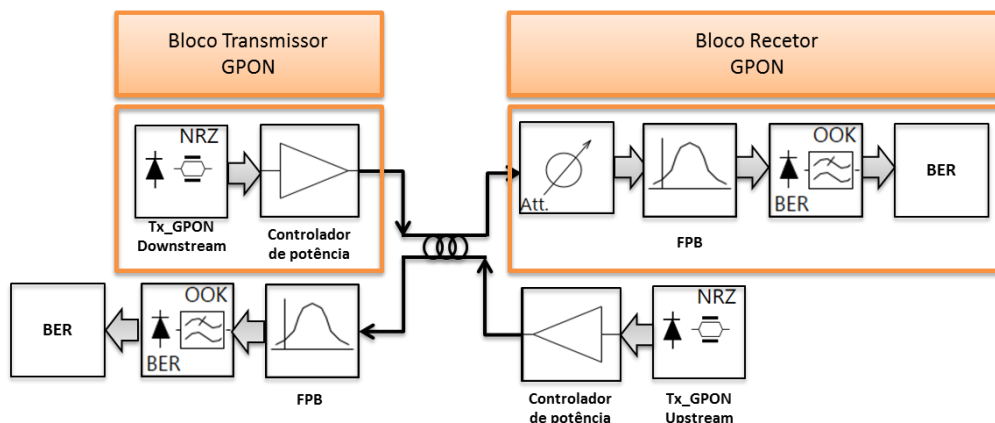


Figura 5.2.1 – Esquema do sistema G-PON simulado.

No esquema representado na Figura 5.2.1 utilizou-se um bloco transmissor do simulador (*TxExtModLaser*) para gerar o sinal a ser enviado, mais um amplificador a funcionar como controlador de potência. O bloco *TxExtModLaser* é constituído por um gerador de sequências pseudo-aleatórias, um laser CW, um modulador MZM e um bloco atenuador. Os valores utilizados para os parâmetros foram:

- Ritmo de bit: 2.5 Gbps
- Taxa de amostragem: 80 Gbps
- Potência de transmissão: -3 a +3 dBm
- Taxa de extinção (MZM): 30 dB

No bloco recetor utilizou-se um bloco atenuador para simular as perdas de um divisor de 1:64, um filtro passa-banda gaussiano para configurado para deixar passar o sinal da portadora ótica e um bloco OOK constituído por um foto díodo recetor (APD), um filtro elétrico (*Bessel*) e um estimador de BER. Os valores utilizados para os parâmetros foram:

- Recetor: díodo de avalanche
- Ruído térmico: $3 e^{-12}$
- Método de estimação de BER: gaussiano

O plano de comprimentos de onda utilizado para este sistema G-PON encontra-se de acordo com o referido na norma G.984.5. Assim tem-se:

- *Downstream*: 1490 nm
- *Upstream*: 1310 nm.

Na Figura 5.2.2, encontram-se representados os espectros de *downstream* e *upstream*.

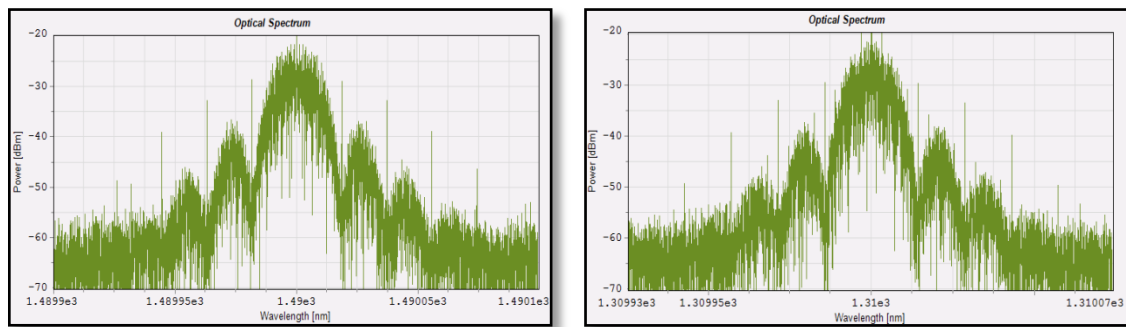


Figura 5.2.2 - Espectro para *downstream* (esquerda) e *upstream* (direita).

Para este cenário estudou-se em primeiro lugar a sensibilidade do sistema, avaliando para tal o valor do BER consoante a potência recebida no recetor. Os resultados obtidos estão expressos no Gráfico 5.2.1.1.

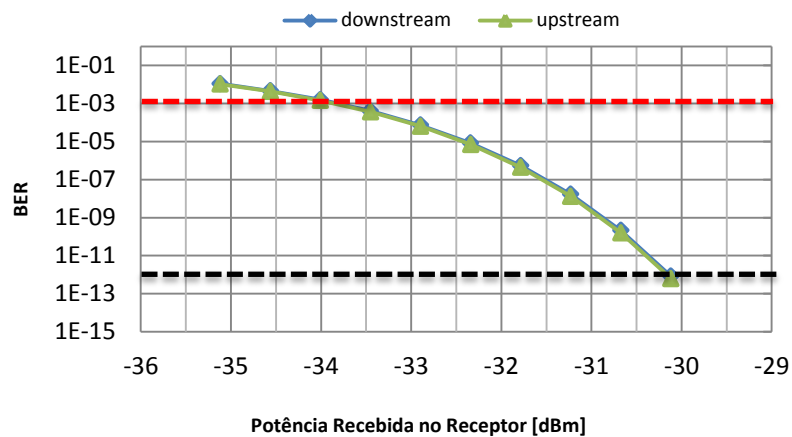


Gráfico 5.2.1.1 – BER vs Potência recebida no recetor.

Pela observação do Gráfico 5.2.1.1, tem-se que a potência mínima admissível no recetor, para que os valores de BER estejam entre os limites estipulados, é de -34 dBm.

De seguida estudou-se qual seria o alcance máximo para diversas potências de transmissão, começando por -3dBm, passando para 0 dBm e acabando em +3 dBm, visto que no *standard* permite operar a esta potência de transmissão. De referir ainda que se deve incluir os -21 dB do atenuador referido no ponto 5.2 e que simula as perdas de um divisor de 1:64, mais -2 dB de um segundo atenuador, este último utilizado para baixar a potência de receção de modo a se conseguir valores de BER dentro das margens estabelecidas.

Assim no, Gráfico 5.2.1.2, encontra a curva de BER obtida.

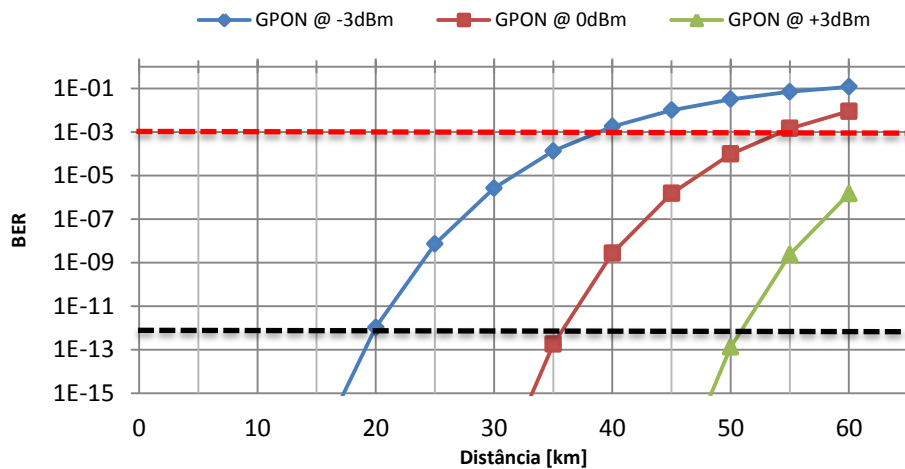


Gráfico 5.2.1.2 - BER vs Distância para diversas potências de transmissão.

Da observação do Gráfico 5.2.1.2, tem-se que nesta configuração o sistema consegue atingir perto de 40 km de distância com uma potência de transmissão de -3 dBm e 60 km com +3 dBm, sem recurso a qualquer tipo de amplificadores. De referir ainda que no gráfico só se encontram representadas as curvas para o sentido *downstream*, pois na análise dos resultados obtidos concluiu-se que eram praticamente idênticos.

5.2.2. XG-PON

Nesta secção simula-se o comportamento de um sistema XG-PON a 10 Gbps nos sentidos *downstream* e *upstream*. O diagrama de blocos do sistema simulado encontra-se esquematizado na Figura 5.2.3.

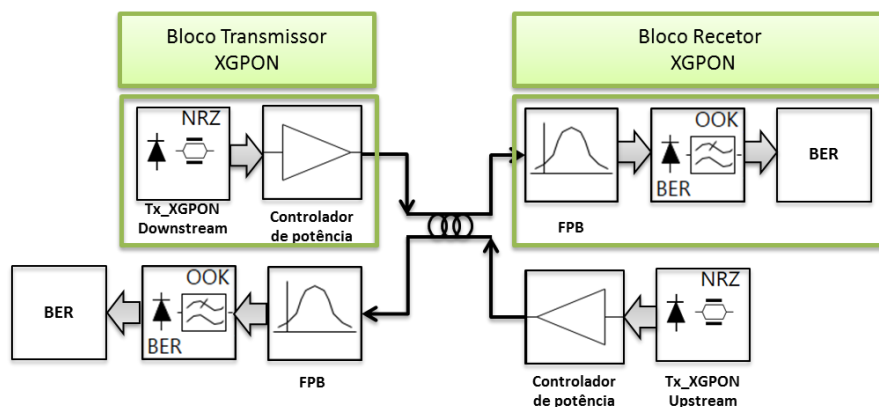


Figura 5.2.3 – Esquema do sistema XG-PON simulado.

No esquema representado na Figura 5.2.3 utilizou-se um bloco transmissor do simulador (*TxExtModLaser*) para gerar o sinal a ser enviado, mais um amplificador a funcionar como controlador de potência. O bloco *TxExtModLaser* é constituído por um gerador de sequências pseudo-aleatórias, um laser CW, um modulador MZM e um bloco atenuador. Os valores utilizados para os parâmetros foram:

- Ritmo de bit: 10 Gbps
- Taxa de amostragem: 80 Gbps
- Potência de transmissão: -3 a +3 dBm
- Taxa de extinção (MZM): 30 dB

No bloco recetor utilizou-se um bloco atenuador para simular as perdas de um divisor de 1:64, um filtro passa-banda gaussiano para configurado para deixar passar o sinal da portadora ótica e um bloco OOK constituído por um foto díodo recetor (APD), um filtro elétrico (Bessel) e um estimador de BER. Os valores utilizados para os parâmetros foram:

- Recetor: díodo de avalanche
- Ruído térmico: $3 e^{-12}$
- Método de estimação de BER: gaussiano

O plano de comprimentos de onda utilizados para este sistema XG-PON encontra-se de acordo com o referido na norma G.987.1. Assim tem-se:

- *Downstream*: 1577 nm
- *Upstream*: 1270 nm.

Na Figura 5.2.4 encontram-se representados os respetivos espectros.

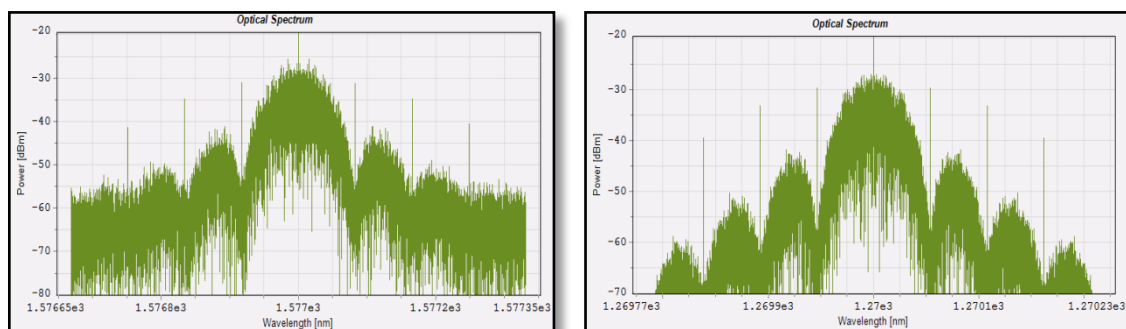


Figura 5.2.4 - Espectro para *downstream* (esquerda) e *upstream* (direita).

Para este cenário estudou-se em primeiro lugar a sensibilidade do sistema, avaliando para tal o valor do BER consoante a potência recebida no recetor. Os resultados obtidos estão expressos no Gráfico 5.2.2.1.

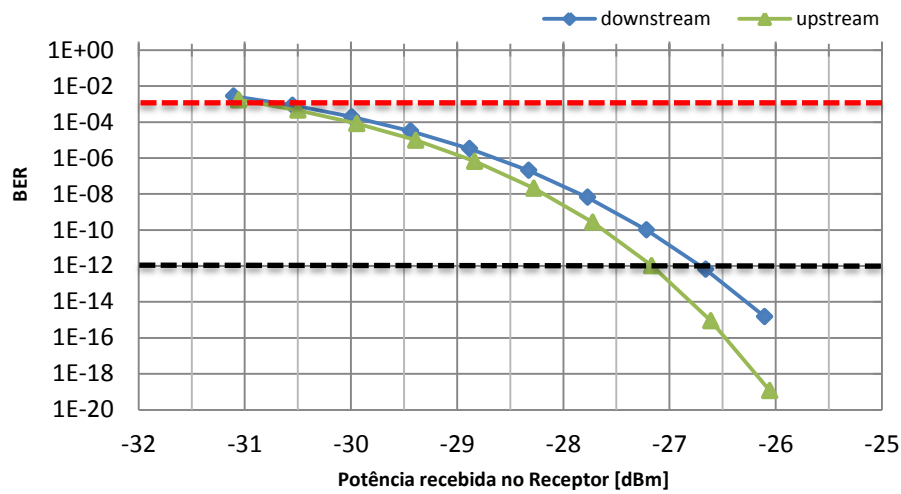


Gráfico 5.2.2.1 - BER vs Potência recebida no recetor.

Pela análise do Gráfico 5.2.2.1 conclui-se que a potência mínima que deve ser recebida no recetor deve ser de -30.5 dBm.

De seguida passou-se o estudo do alcance máximo para diversas potências de transmissão. Esta simulação foi realizada sob as mesmas condições de potências de transmissão e atenuação que as utilizadas no ponto 5.2.1. Os resultados obtidos encontram-se representados no Gráfico 5.2.2.2

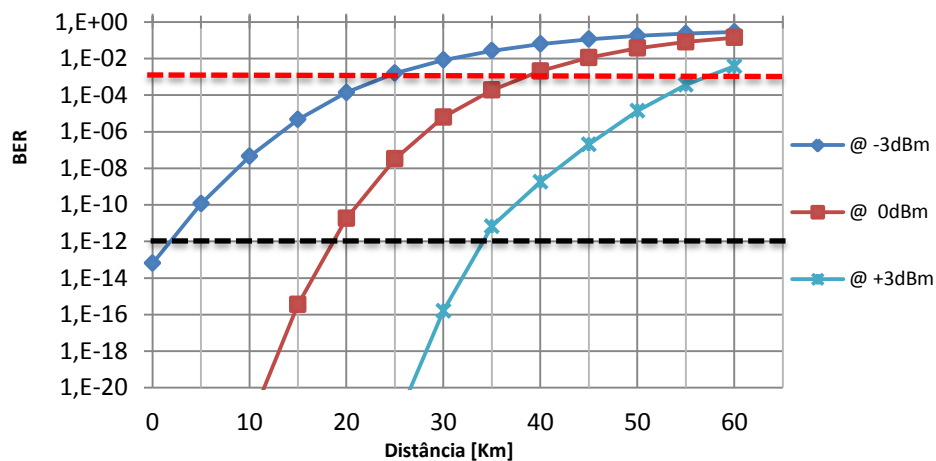


Gráfico 5.2.2.2 - Distância máxima alcançada para várias potências de transmissão.

Dos resultados obtidos no Gráfico 5.2.2.2 pode concluir-se que para -3 dBm, a distância máxima atingida é de cerca de 25 km, para 0 dBm cerca de 40 km e para +3 dBm cerca de 58 km.

5.2.3. TWDM-PON 40/10 Gbps

Nesta secção simula-se o comportamento de um sistema TWDM-PON com 4 x 10 Gbps no sentido *downstream* e 4 x 2.5 Gbps no sentido *upstream*. O diagrama de blocos representativo do sentido *downstream* encontra-se esquematizado na Figura 5.2.5, enquanto na Figura 5.2.6 se encontra representado o sistema bidirecional simulado.

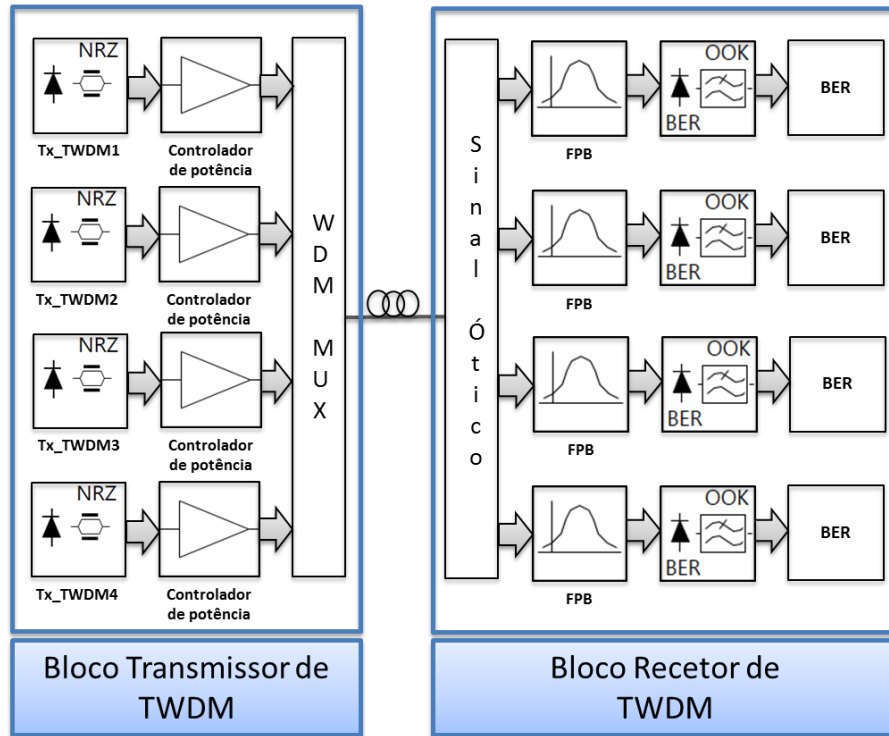


Figura 5.2.5 – Esquema do sistema TWDM-PON, para o sentido *downstream*.

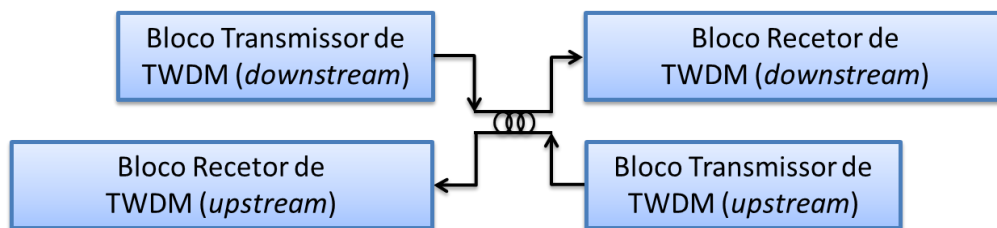


Figura 5.2.6 – Esquema TWDM-PON simulado.

No esquema representado na Figura 5.2.6 utilizou-se quatro blocos transmissores do simulador (*TxExtModLaser*), para gerar o sinal a ser enviado, mais um amplificador a funcionar como controlador de potência. O bloco *TxExtModLaser* é constituído por um gerador de sequências pseudo-aleatórias, um laser *CW*, um modulador MZM e um bloco atenuador. Os valores utilizados para os parâmetros foram:

- Ritmo de bit: 10 Gbps
- Taxa de amostragem: 80 Gbps

- Potência de transmissão: -3 a +6 dBm
- Taxa de extinção (MZM): 30 dB

No bloco recetor utilizou-se um bloco atenuador para simular as perdas de um divisor de 1:64, um filtro passa-banda gaussiano para configurado para deixar passar o sinal da portadora ótica e um bloco OOK constituído por um foto díodo recetor (APD), um filtro elétrico (Bessel) e um estimador de BER. Os valores utilizados para os parâmetros foram:

- Recetor: díodo de avalanche
- Ruído térmico: $3 e^{-12}$
- Método de estimação de BER: gaussiano

O plano de comprimentos de onda, utilizado para este sistema TWDM-PON, escolhido encontra-se representado na Figura 5.2.7 e foi o seguinte:

- *Downstream ch1*: 1595.0 nm
- *Downstream ch2*: 1595.8 nm
- *Downstream ch3*: 1596.6 nm
- *Downstream ch4*: 1597.4 nm
- *Upstream ch1*: 1530.0 nm
- *Upstream ch2*: 1531.4 nm
- *Upstream ch3*: 1532.8 nm
- *Upstream ch4*: 1534.2 nm.

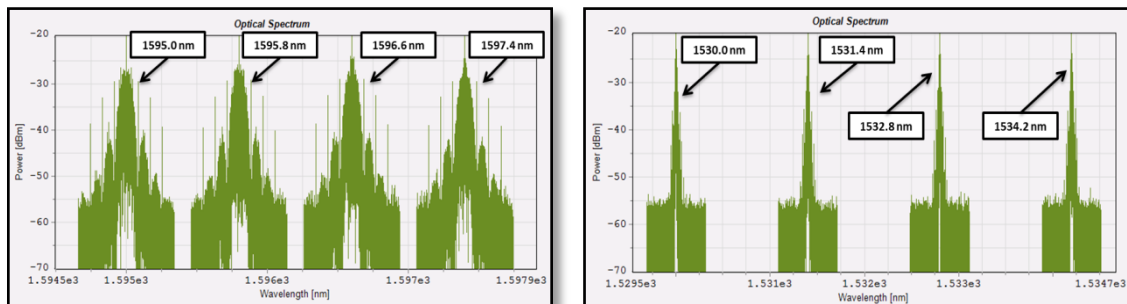


Figura 5.2.7 – Espectro para *downstream* (esquerda) e *upstream* (direita).

Para este cenário estudou-se em primeiro lugar a sensibilidade do sistema, avaliando para tal o valor do BER consoante a potência recebida no recetor. Os resultados obtidos estão expressos no Gráfico 5.2.3.1 e Gráfico 5.2.3.2.

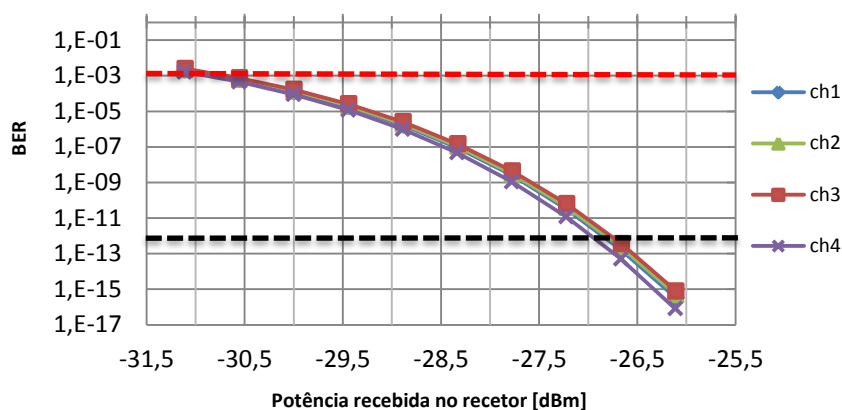


Gráfico 5.2.3.1 – BER vs Potência recebida no recetor, no sentido *downstream*.

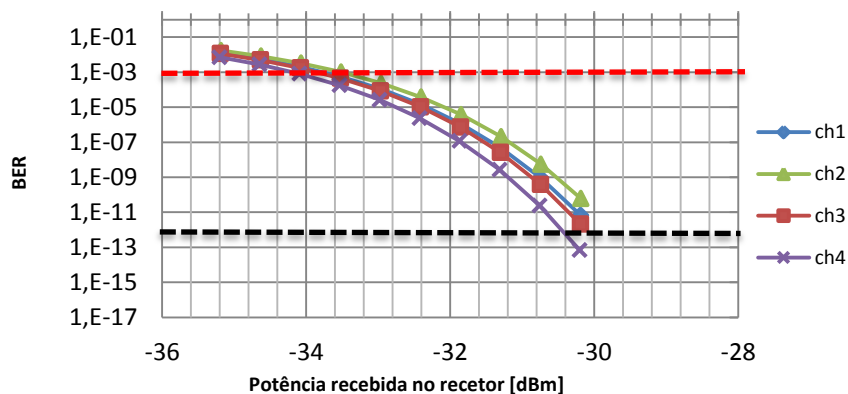


Gráfico 5.2.3.2 – BER vs Potência recebida no recetor, no sentido *upstream*.

Pela análise do Gráfico 5.2.3.1 e Gráfico 5.2.3.2 conclui-se que a potência mínima que deve ser recebida no recetor, no sentido *downstream*, deve ser aproximadamente -30.5 dBm, enquanto para o sentido *upstream* é de cerca de -34 dBm.

De seguida estudou-se qual seria o alcance máximo para diversas potências de transmissão, começando por -3dBm, passando para 0 dBm e acabando em +3 dBm, para o sentido *downstream* e de -6 dBm, -3dBm e 0 dBm para o sentido *upstream*. Os resultados obtidos podem ser observados no Gráfico 5.2.3.3 e Gráfico 5.2.3.4.

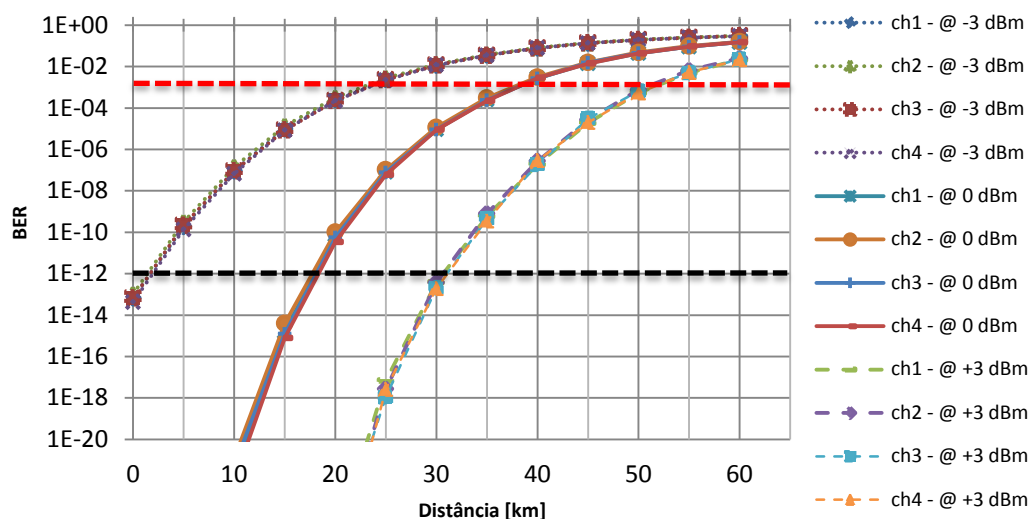


Gráfico 5.2.3.3 - Distância para várias potências de transmissão, no sentido *downstream*.

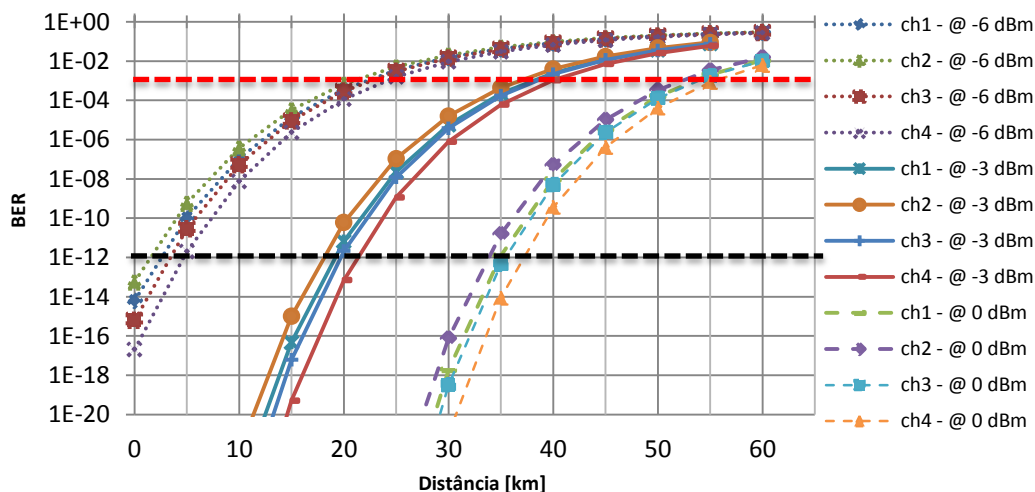


Gráfico 5.2.3.4 - Distância para várias potências de transmissão, no sentido *upstream*.

De acordo com o Gráfico 5.2.3.3 tem-se que com +3 dBm de potência de transmissão é possível atingir os 50 km, isto já com uma atenuação no canal de cerca de -23 dB de modo a simular as perdas num divisor de 1:64, no sentido *downstream*. Como no sentido *upstream* o ritmo de transmissão é menor, foram utilizadas potências de transmissão mais baixas, de modo a obter distâncias semelhantes às do sentido *downstream*. Assim é possível observar no Gráfico 5.2.3.4 que com uma potência de transmissão de 0 dBm é possível atingir os 50 km, mantendo os valores de BER dentro dos limites estipulados.

5.2.4. TWDM-PON 40/40 Gbps

Nesta secção simula-se o comportamento de um sistema TWDM com 4 x 10 Gbps no sentido *downstream* e 4 x 10 Gbps no sentido *upstream*. O diagrama de blocos do sistema simulado encontra-se esquematizado na Figura 5.2.8 e representa um sistema bidirecional, onde o comportamento para ambos os sentidos é simulado nas mesmas condições.

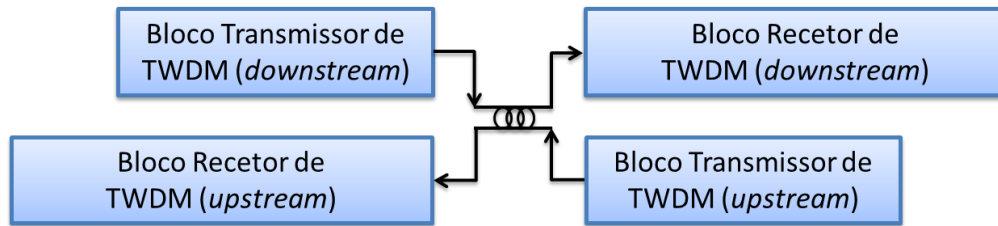


Figura 5.2.8 – Esquema TWDM-PON simulado.

O plano de comprimentos de onda escolhidos para este sistema TWDM-PON escolhido foi o mesmo que o utilizado na secção 5.2.3 e encontram-se representados na Figura 5.2.9.

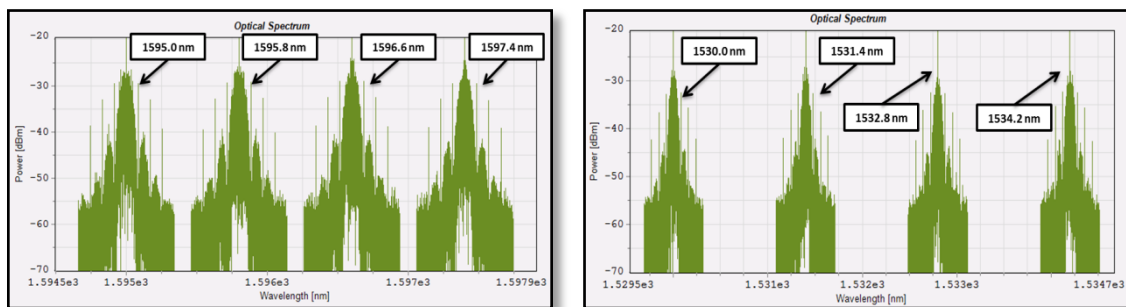


Figura 5.2.9 – Espectro para *downstream* (esquerda) e *upstream* (direita).

Para este cenário estudou-se em primeiro lugar a sensibilidade do sistema, avaliando para tal o valor do BER consoante a potência recebida no recetor. Os resultados obtidos estão expressos no Gráfico 5.2.4.1 e Gráfico 5.2.4.2.

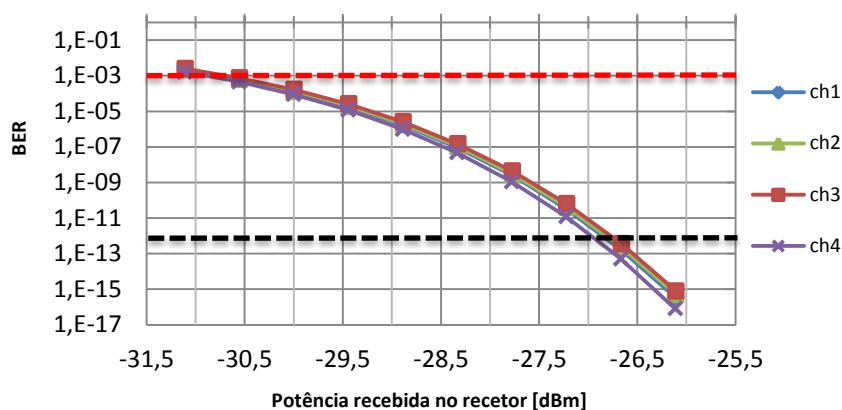


Gráfico 5.2.4.1 – BER vs Potência recebida no recetor, no sentido *downstream*.

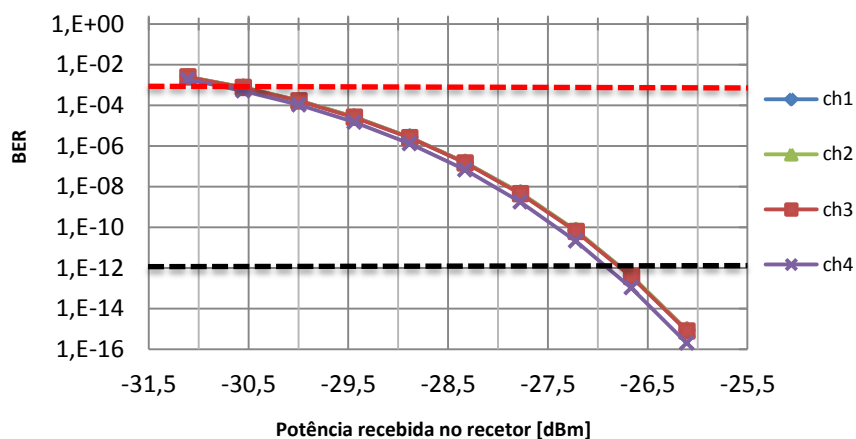


Gráfico 5.2.4.2 – BER vs Potência recebida no recetor, no sentido *upstream*.

Pela análise do Gráfico 5.2.4.1 e do Gráfico 5.2.4.2 conclui-se que a potência mínima que deve ser recebida no recetor deve ser aproximadamente -30.5 dBm, para ambos os sentidos.

De seguida estudou-se qual seria o alcance máximo para diversas potências de transmissão, começando por -3dBm, passando para 0 dBm e acabando em +3 dBm. Estes valores de potência de transmissão foram utilizados para ambos os sentidos e os resultados obtidos podem ser observados no Gráfico 5.2.4.3 e Gráfico 5.2.4.4.

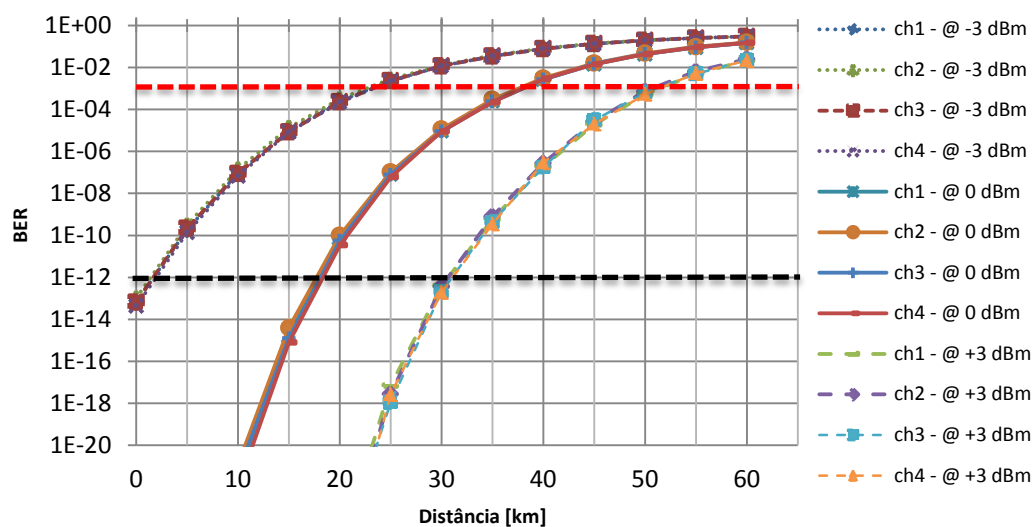


Gráfico 5.2.4.3 - Distância para várias potências de transmissão, no sentido *downstream*.

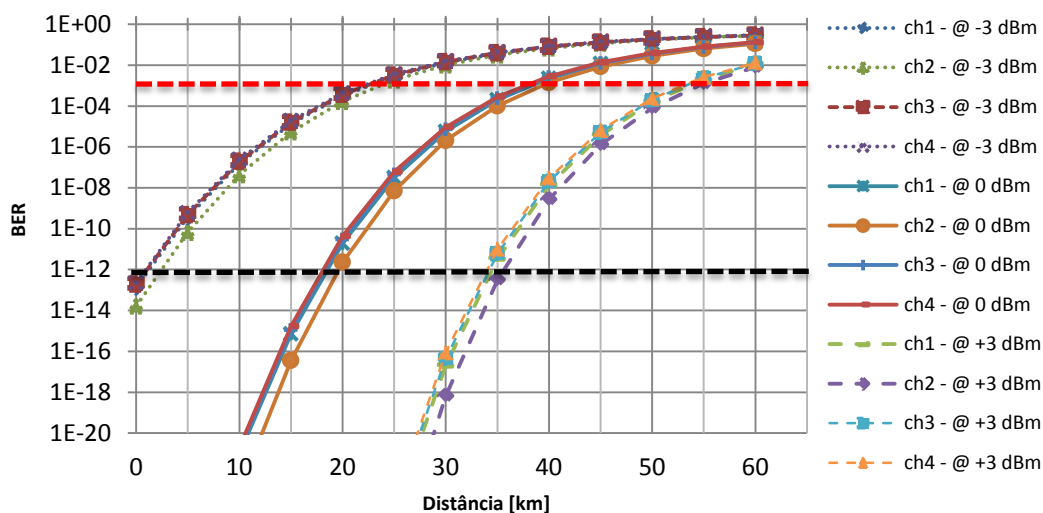


Gráfico 5.2.4.4 - Distância para várias potências de transmissão, no sentido *upstream*.

De acordo com o Gráfico 5.2.4.3 e o Gráfico 5.2.4.4 tem-se que com +3 dBm de potência de transmissão é possível atingir os 50 km, isto já com uma atenuação no canal de cerca de -23 dB de modo a simular as perdas num divisor de 1:64, no sentido *downstream*. No sentido *upstream* atinge-se, na mesma situação, aproximadamente 55 km.

5.2.5. Análise dos resultados

Nesta secção estudou-se várias tecnologias PON, isoladamente, com intuito de se ficar a conhecer algumas das suas limitações, pois no na secção 5.3 irá estudar-se a coexistência destas no mesmo cenário.

Assim começando pela sensibilidade tem-se que o G-PON e o TWDM-PON 40/10 Gbps no sentido *upstream* apresentam o melhor valor de potência mínima recebida no recetor, cerca de -34 dBm. Este resultado é idêntico para ambos os casos pois estes utilizam o mesmo ritmo de transmissão (2.5 Gbps). Em seguida tem-se que para os sistemas XG-PON, TWDM-PON 40/10 (sentido *downstream*) e TWDM-PON 40/40, o valor obtido é de cerca de -30.5 dBm. Novamente, o fato de o valor ser comum para as diferentes tecnologias, prende-se com a utilização do mesmo ritmo de transmissão.

No que diz respeito às distâncias atingidas por estas tecnologias, estas variam consoante as potências de transmissão utilizadas. Assim conseguiu-se que todas as tecnologias atingissem os 50 km com potências de 0 a +3 dBm, isto tendo em consideração as perdas associadas ao divisor de 1:64. De notar que no TWDM-PON 40/10 no sentido de *upstream*, utilizou-se potências de transmissão mais baixas devido ao menor ritmo de transmissão. Assim conseguiu-se níveis de desempenho (BER) semelhantes comparativamente ao sentido de *downstream*.

5.3. Cenários de Coexistência

Nesta secção estuda-se a coexistência das várias tecnologias estudadas isoladamente nas secções 5.1 e 5.2. Assim são apresentados os cenários de:

- G-PON, XG-PON e TWDM-PON 40/10 Gbps – secção 5.3.1;
- G-PON, XG-PON e TWDM-PON 40/40 Gbps – secção 5.3.2;
- G-PON, XG-PON, TWDM-PON 40/40 e 1 canal DRoF – secção 5.3.3.

Nos cenários testados utiliza-se os mesmos parâmetros globais de modo a se poder comparar de uma forma mais realista. Assim na Tabela 5.5 encontram-se os parâmetros comuns a todas as simulações:

Parâmetros	Valor
BitRateDefault	2.5 Gbps
SampleRateDefault	32*BitRateDefault
TimeWindow	512/BitRateDefault
BitRate_G-PON	2.5 Gbps
BitRate_XG-PON	10 Gbps
BitRate_TWDM-PON	10 Gbps
BitRate_DRoF	1.25 Gbps
Nº de bits de resolução	4
Atenuador (divisor 1:64)	-21 dB

Tabela 5.5 - Parâmetros globais para todos os cenários.

Apesar destes parâmetros comuns a todas as simulações, por vezes terá de se adicionar alguma atenuação extra a cada canal para que as potências recebidas e de BER sejam aproximadamente iguais e se possa então comparar de forma mais correta os resultados obtidos. De notar ainda que os blocos utilizados nesta simulações obedecem às descrições efetuadas nos pontos 5.1 e 5.2. Portanto não se irá descrever novamente os blocos.

De referir que nos diagramas de blocos apresentados não são representados os blocos atenuadores.

5.3.1. G-PON, XG-PON, TWDM-PON 4 canais 40/10Gbps

Nesta secção estuda-se a coexistência entre as tecnologias G-PON, XG-PON e TWDM-PON 4 x 10 Gbps (*downstream*) e 4 x 2.5 Gbps (*upstream*). A Figura 5.3.1 representa o diagrama de blocos do sistema bidirecional simulado.

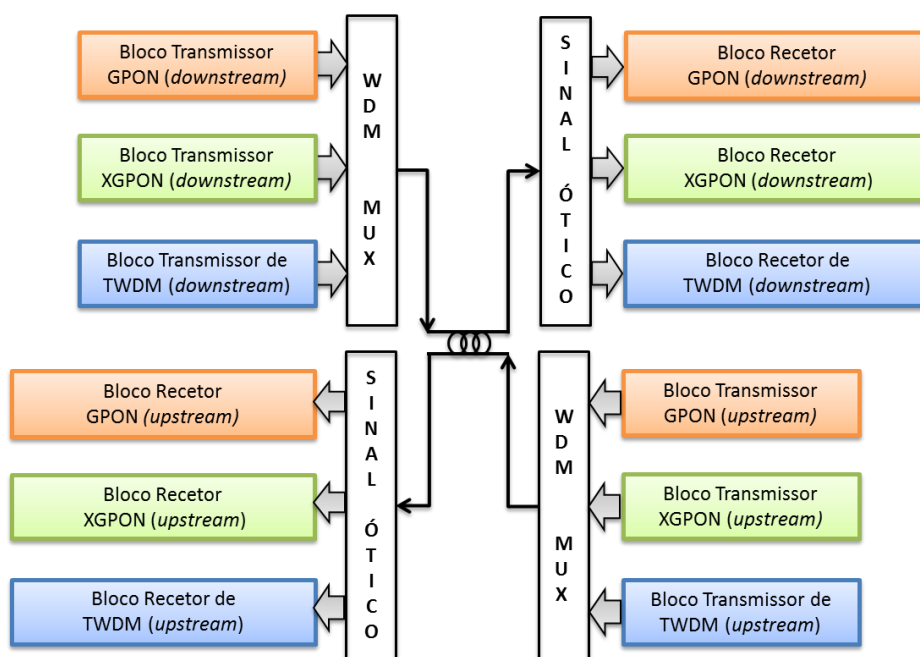


Figura 5.3.1 – Cenário simulado.

O plano de comprimentos de onda utilizados para este sistema encontra-se representado na Tabela 5.6:

Parâmetro	Valor	Unidade
C	299.79246e6	m/s
freq_gpon_down	$C / (1490.0 \text{ nm})$	THz
freq_xgpon_down	$C / (1577.0 \text{ nm})$	THz

freq_twdm_down1	C / (1595.0 nm)	THz
freq_twdm_down2	C / (1595.8 nm)	THz
freq_twdm_down3	C / (1596.6 nm)	THz
freq_twdm_down4	C / (1597.4 nm)	THz
freq_gpon_up	C / (1310.0 nm)	THz
freq_xgpon_up	C / (1270.0 nm)	THz
freq_twdm_up1	C / (1530.0 nm)	THz
freq_twdm_up2	C / (1531.4 nm)	THz
freq_twdm_up3	C / (1532.8 nm)	THz
freq_twdm_up4	C / (1534.2 nm)	THz

Tabela 5.6 - Plano de comprimentos de onda escolhidos.

Na Figura 5.3.2 encontra-se representado o espectro de *downstream*, enquanto na Figura 5.3.3 se encontra representado o sentido *upstream*.

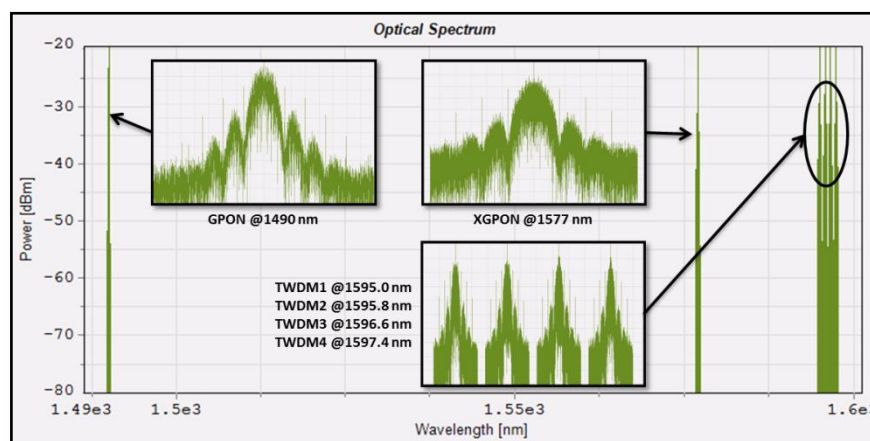


Figura 5.3.2 – Espectro para *downstream*.

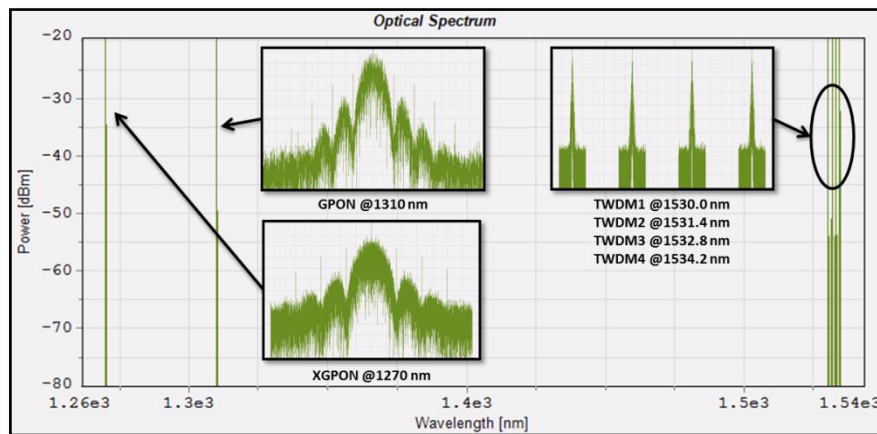


Figura 5.3.3 – Espectro para *upstream*.

Para este cenário estudou-se em primeiro lugar a sensibilidade do sistema avaliando, para cada tecnologia, qual a potência mínima admissível no recetor para que valor do BER se mantenha dentro dos limites estipulados no ponto 5. Assim no Gráfico 5.3.1.1 observa-se o comportamento do sistema no sentido *downstream*, enquanto no Gráfico 5.3.1.2 se observa o comportamento no sentido *upstream*.

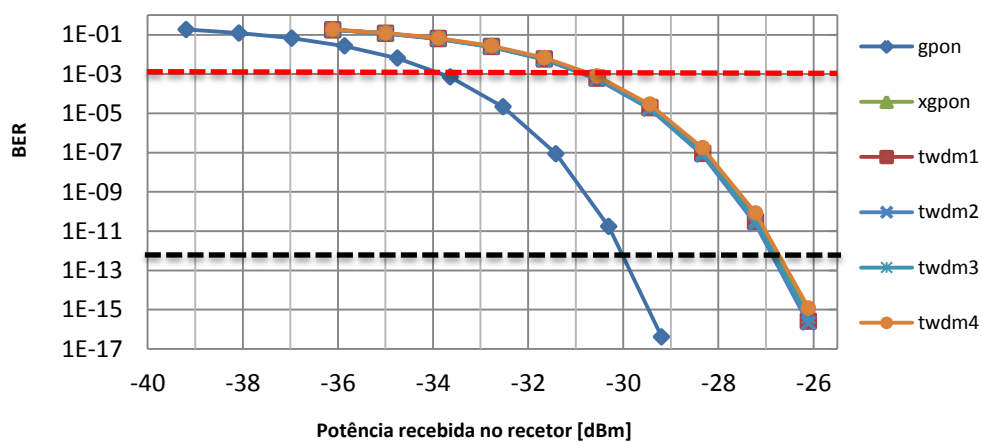


Gráfico 5.3.1.1 – BER vs Potência recebida no recetor, no sentido *downstream*.

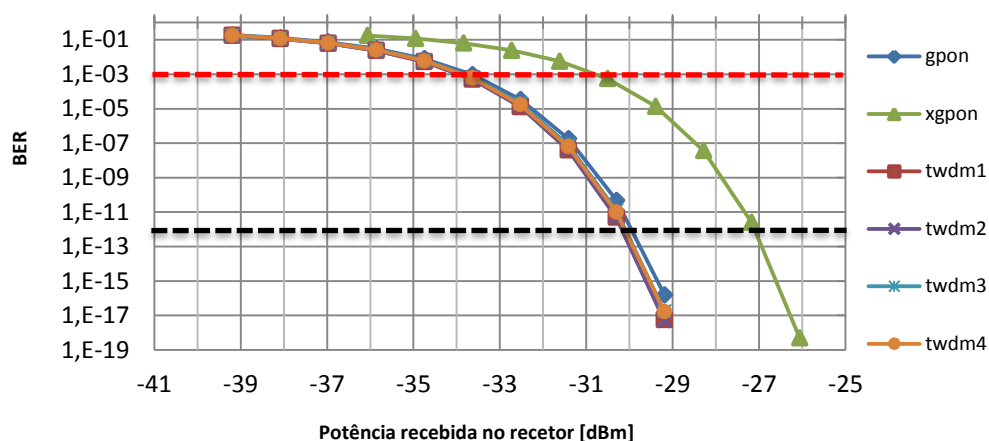


Gráfico 5.3.1.2 – BER vs Potência recebida no recetor, no sentido *upstream*.

Através da análise do Gráfico 5.3.1.1 tem-se que no sentido *downstream* a sensibilidade se situa nos cerca de -34 dBm para o canal G-PON e cerca de -31 dBm para os canais XG-PON e TWDM-PON. No sentido inverso, Gráfico 5.3.1.2, tem-se que para o canal G-PON e os canais TWDM-PON o valor se situa, aproximadamente, nos -34 dBm, enquanto para o canal XG-PON este se situa nos -31 dBm.

Em seguida prosseguiu-se com estudo da distância máxima atingida pelo sistema simulado. Neste teste variou-se o comprimento da fibra de 40 km a 80 km, com espaçamento de 5 km, e utilizou-se uma potência de transmissão de +3 dBm para ambos canais G-PON e para os canais *upstream* do TWDM-PON, enquanto para os canais XG-PON e *downstream* do TWDM-PON se utiliza +6 dBm. Os resultados obtidos encontram-se representados no Gráfico 5.3.1.3 e no Gráfico 5.3.1.4.

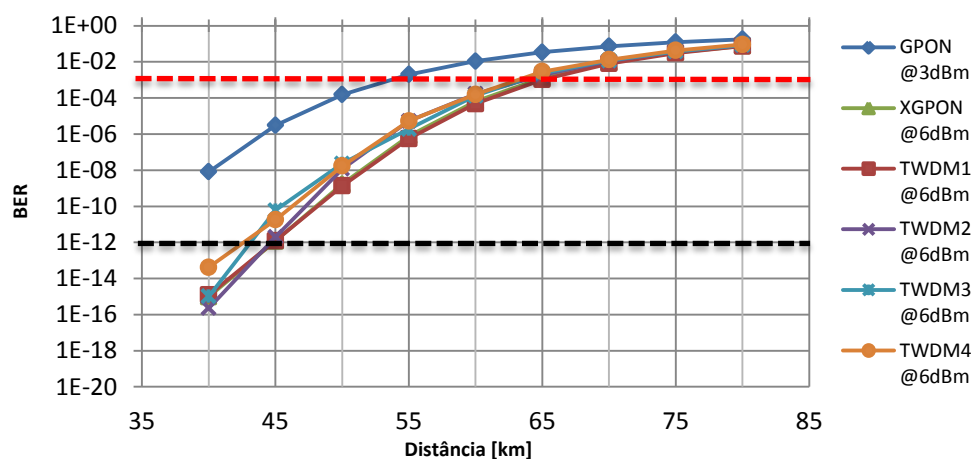


Gráfico 5.3.1.3 – Distância máxima alcançada, no sentido *downstream*.

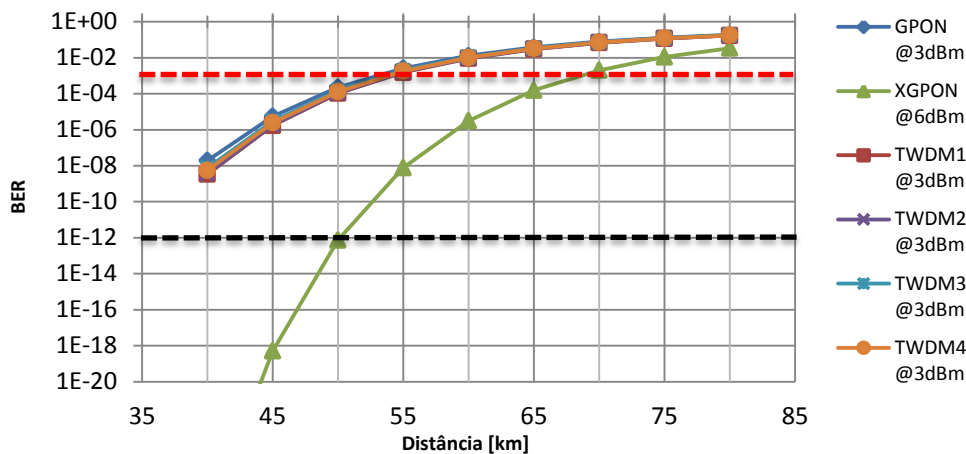


Gráfico 5.3.1.4 – Distância máxima alcançada, no sentido *upstream*.

Através da observação do Gráfico 5.3.1.3 e do Gráfico 5.3.1.4 infere-se que quem limita a distância máxima nesta configuração são os canais que utilizam +3 dBm de potência de transmissão, onde estabelecem o limite de alcance na barreira dos 55 km. Com isto realizou-se nova simulação mas desta vez com todos os canais com 6 dBm de potência de transmissão. Os resultados obtidos estão expressos no Gráfico 5.3.1.5 e no Gráfico 5.3.1.6.

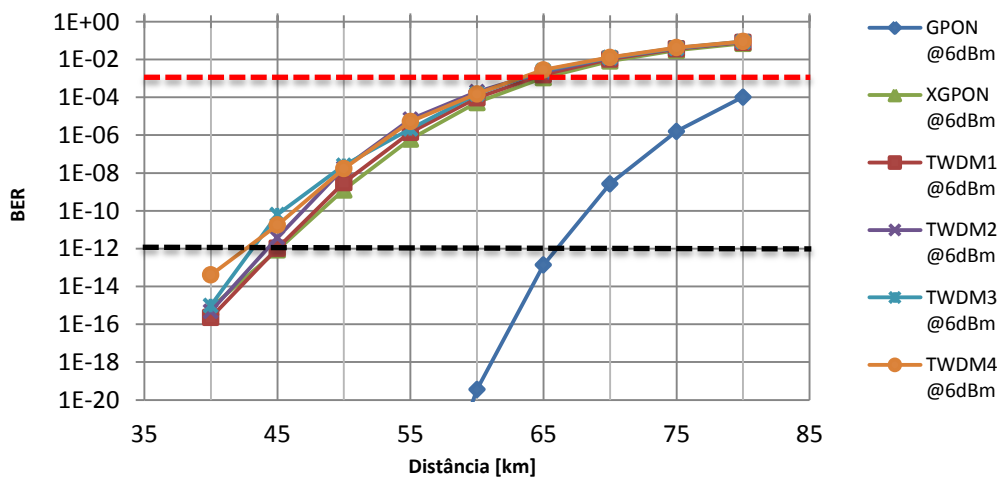


Gráfico 5.3.1.5 – Distância máxima alcançada, no sentido *downstream*.

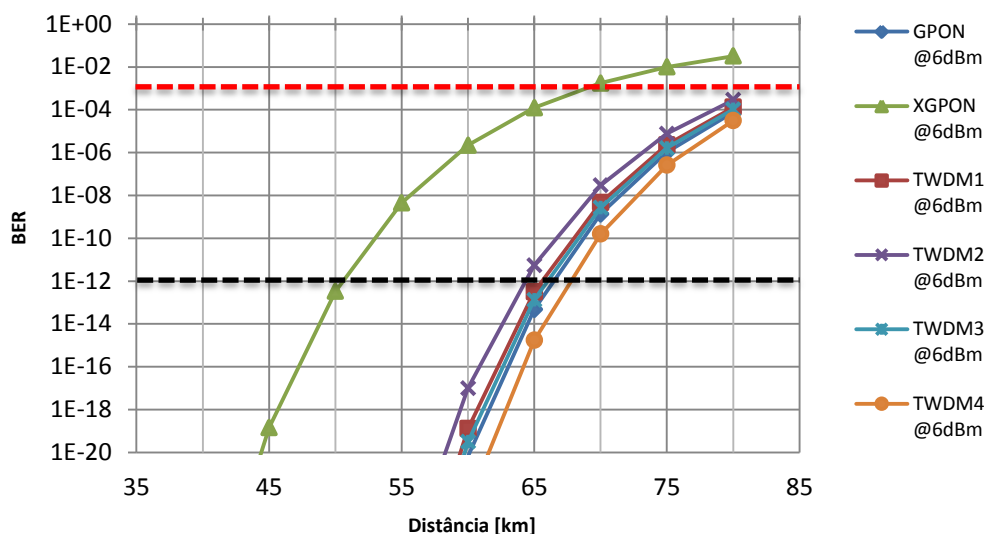


Gráfico 5.3.1.6 – Distância máxima alcançada, no sentido *upstream*.

Pode concluir-se, através da observação do Gráfico 5.3.1.5 e do Gráfico 5.3.1.6, que para *downstream* a distância máxima atingida é de cerca de 65 km e para *upstream* esta se fixa nos 70 km, respetivamente.

No teste seguinte estudou-se o efeito de *Raman* estático induzido pelos canais G-PON (ambos os sentidos). Para tal fixou-se as potências de transmissão para os canais XG-PON e TWDM-PON, neste ultimo somente no sentido *downstream*, em +3 dBm, enquanto para o sentido *upstream* do TWDM-PON se utiliza -3 dBm. Depois correu-se um *sweep* a variar a potência de transmissão dos canais G-PON entre -12 dBm até +22dBm. Este teste foi efetuado para as distâncias de 20 km e 40 km, tendo sido ajustado o valor da atenuação, com recurso a um segundo atenuador, de modo a obter valores para 20 km dentro dos limites de BER estabelecidos. Os resultados obtidos estão presentes no Gráfico 5.3.1.7 e no Gráfico 5.3.1.8.

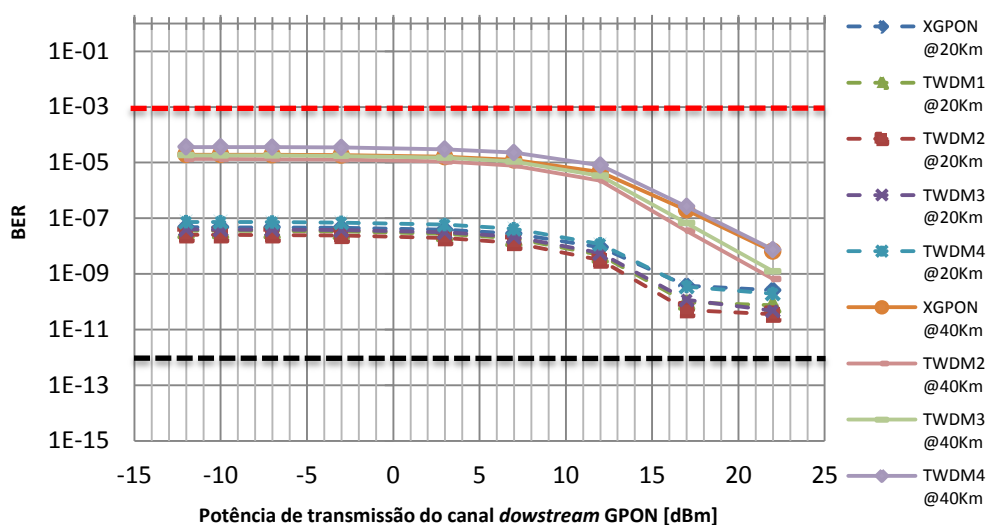


Gráfico 5.3.1.7 – Efeito de *Raman* estático induzido pelo canal G-PON (*downstream*) nos canais *downstream*, para distâncias de 20 km e 40 km.

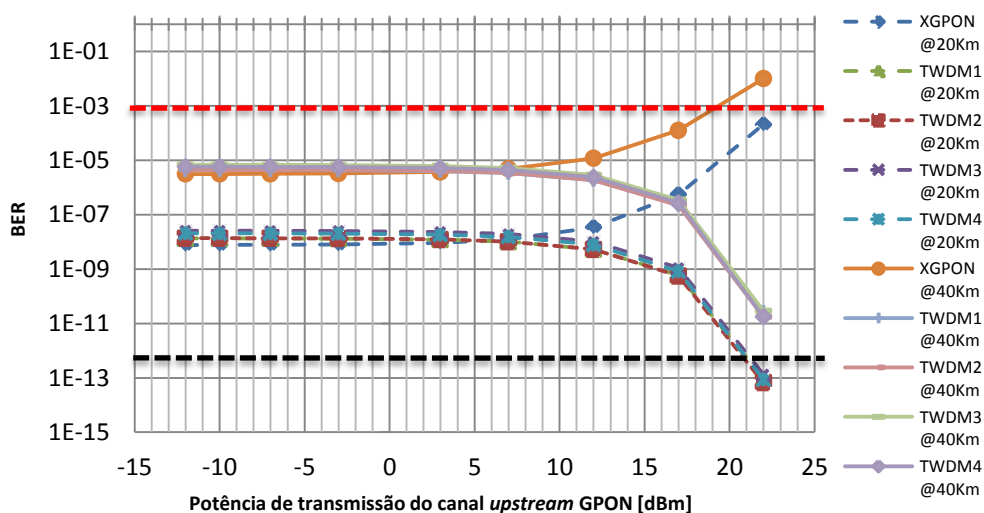


Gráfico 5.3.1.8 – Efeito de *Raman* estático induzido pelo canal G-PON (*upstream*) nos canais *upstream*, para distâncias de 20 km e 40 km.

Através da observação do Gráfico 5.3.1.7 e Gráfico 5.3.1.8 é possível concluir que à medida que a potência de transmissão dos canais G-PON (*downstream e upstream*) aumenta a influência que esta provoca nos outros canais acentua-se igualmente. Pode ainda observar-se que o canal de *upstream* do XG-PON sobre um efeito inverso ao do que os outros canais sofrem. Assim este canal é único em que os valores de BER pioram à medida que a potência de transmissão do canal “bomba” aumenta. No Gráfico 5.3.1.9 e no Gráfico 5.3.1.10, encontram-se representadas as potências recebidas nos recetores dos canais XG-PON e TWDM-PON em função das potências de transmissão dos canais G-PON.

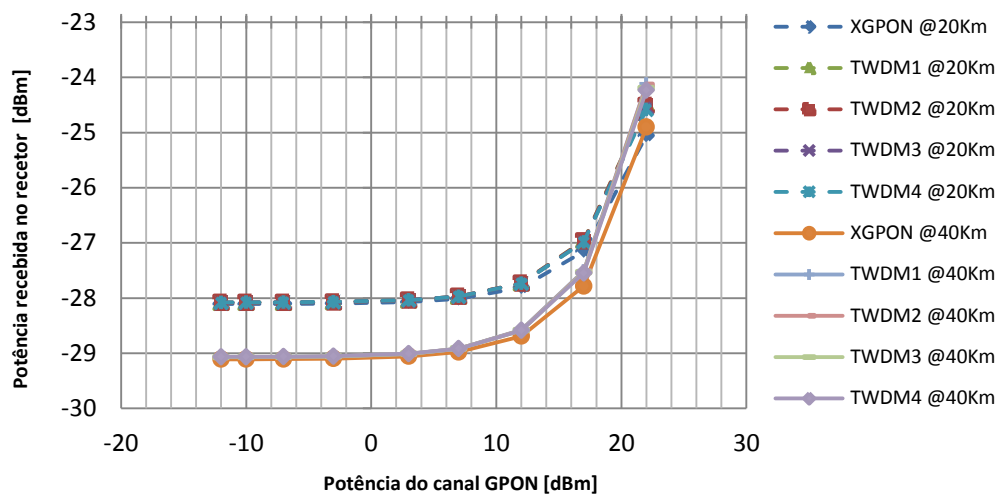


Gráfico 5.3.1.9 – Potências recebidas por cada canal vs Potências de transmissão do canal G-PON *downstream*.

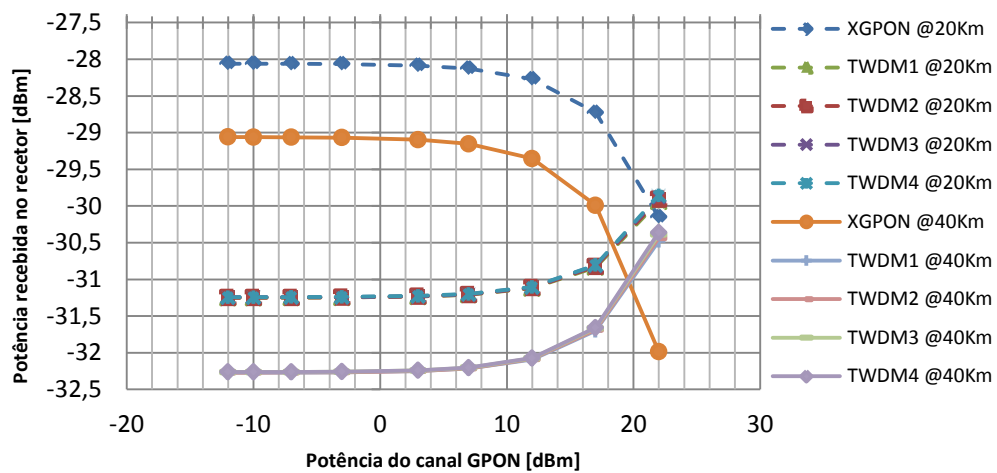


Gráfico 5.3.1.10 – Potências recebidas por cada canal vs Potências de transmissão do canal G-PON *upstream*.

Da observação do Gráfico 5.3.1.9 e do Gráfico 5.3.1.10 tem-se que a potência recebida pelos canais TWDM-PON e XG-PON *downstream* aumentam com o incremento na potência de transmissão do canal G-PON que está a funcionar como bomba. Contudo no canal XG-PON *upstream*, observa-se uma redução de potência recebida à medida que a potência de transmissão do canal G-PON *upstream* aumenta. Tal acontece pois, o canal que está a ser utilizado como “bomba” de sinal (canal G-PON de *upstream*), se encontra 40 nm à frente do canal *upstream* XG-PON, o que faz com que haja transferência de potência ótica do canal que se encontra situado atrás do canal “bomba”.

5.3.2. G-PON, XG-PON, TWDM-PON 4 canais 40/40Gbps

Nesta secção estuda-se a coexistência entre as tecnologias G-PON, XG-PON e TWDM-PON 4 x 10 Gbps (*downstream*) e 4 x 10 Gbps (*upstream*). Na Figura 5.3.4 encontra-se representado o diagrama de blocos do cenário simulado.

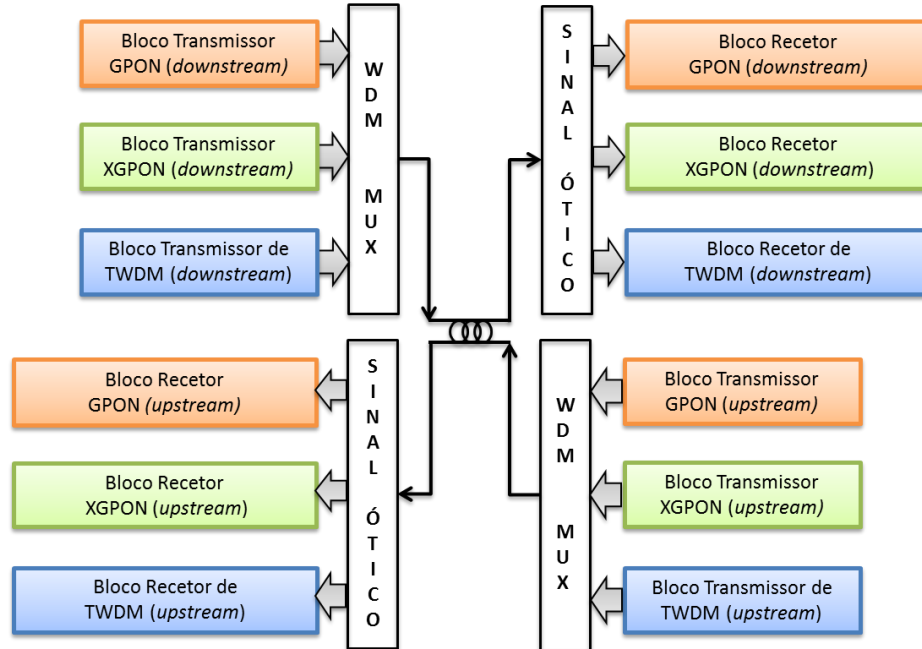


Figura 5.3.4 – Cenário simulado.

Neste cenário utilizou-se o mesmo plano de comprimentos de onda utilizado no ponto 5.3.1, contudo na Figura 5.3.5 encontra-se representado o espectro de *downstream*, enquanto na Figura 5.3.6 se encontra representado o sentido *upstream*.

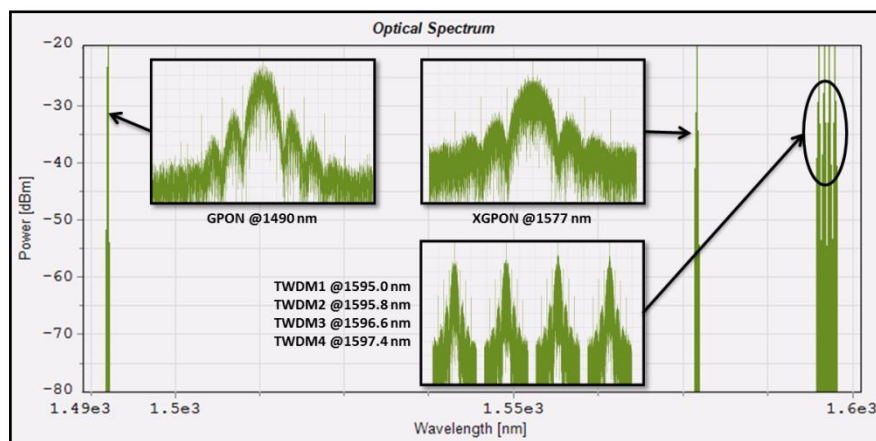


Figura 5.3.5 – Espectro para *downstream*.

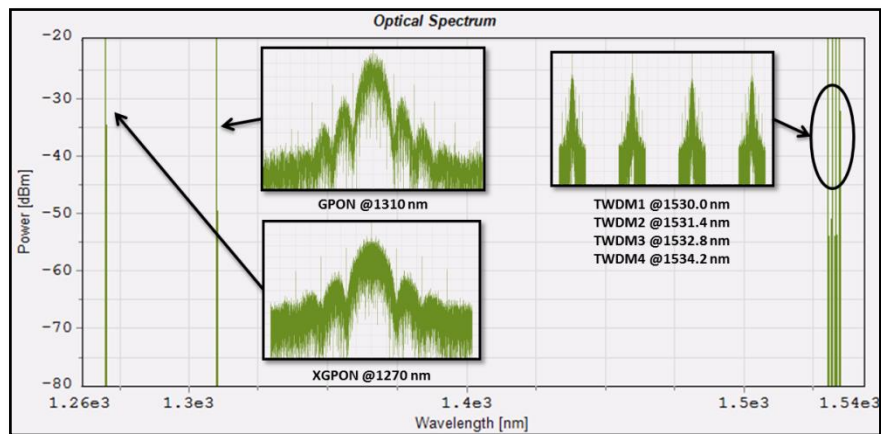


Figura 5.3.6 – Espectro para *upstream*.

Para este cenário estudou-se em primeiro lugar a sensibilidade do sistema avaliando, para cada tecnologia, qual a potência mínima admissível no recetor para que valor do BER se mantenha dentro dos limites estipulados no ponto 5. Assim no Gráfico 5.3.2.1e no Gráfico 5.3.1.1 observa-se o comportamento do sistema no sentido *downstream*, enquanto no Gráfico 5.3.2.2 se observa o comportamento no sentido *upstream*.

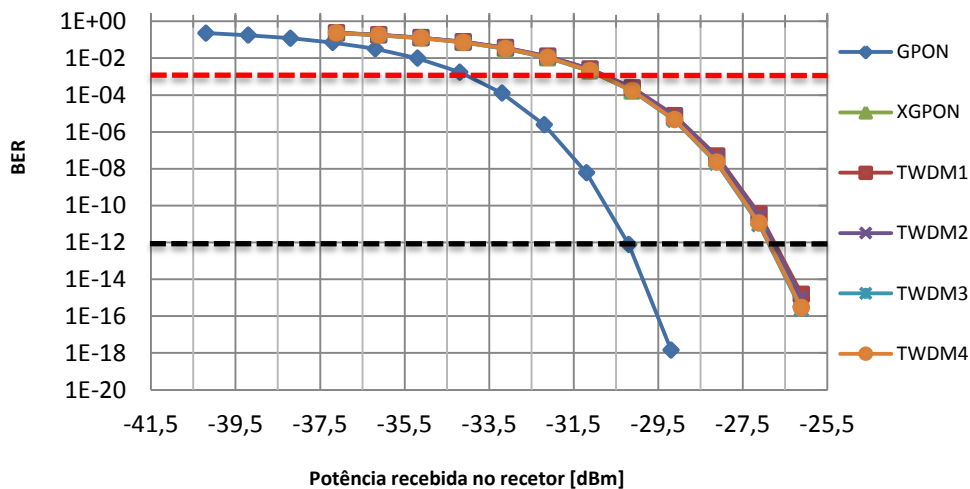


Gráfico 5.3.2.1 – BER vs Potência recebida no recetor, no sentido *downstream*.

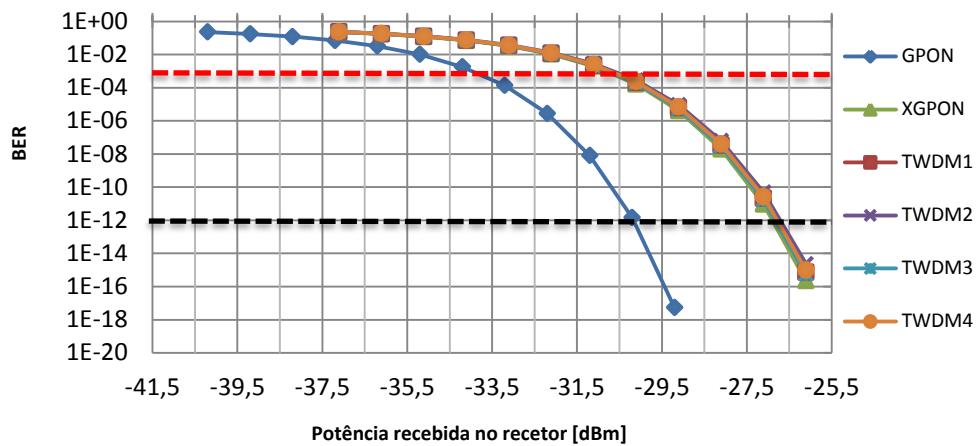


Gráfico 5.3.2.2 – BER vs Potência recebida no recetor, no sentido *upstream*.

Através da observação do Gráfico 5.3.2.1 e Gráfico 5.3.2.2, conclui-se que ambos os sentidos apresentam valores de potência mínima requerida no recetor idênticos, sendo que para XG-PON e TWDM-PON este se fixa aproximadamente nos -31 dBm e -34 dBm para o G-PON.

Em seguida continuou-se com estudo da distância máxima atingida pelo sistema simulado. Neste teste variou-se o comprimento da fibra de 40 km a 80 km, com espaçamento de 5 km, e utiliza-se uma potência de transmissão de +3 dBm para ambos canais G-PON e +6 dBm para os canais TWDM-PON e XG-PON. Os resultados obtidos encontram-se representados no Gráfico 5.3.2.3 e no Gráfico 5.3.2.4.

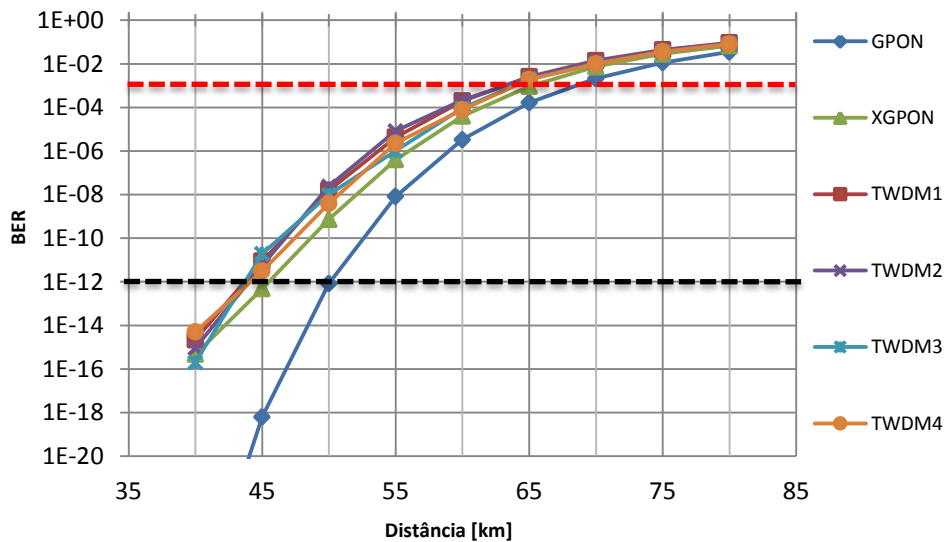


Gráfico 5.3.2.3 – Distância máxima alcançada, no sentido *downstream*.

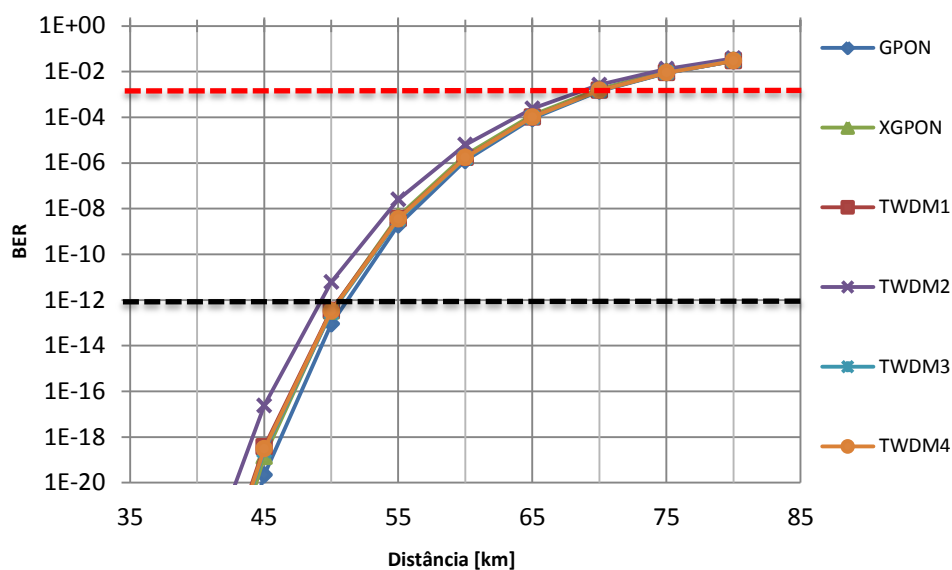


Gráfico 5.3.2.4 – Distância máxima alcançada, no sentido *upstream*.

Pode concluir-se, através da observação do Gráfico 5.3.2.3 e do Gráfico 5.3.2.4, que para *downstream* a distância máxima atingida é de cerca de 65 km e para *upstream* esta se fixa nos 70 km.

No teste seguinte estudou-se o efeito de *Raman* estático induzido pelos canais G-PON (ambos os sentidos). Para tal fixou-se as potências de transmissão para os canais XG-PON e TWDM-PON em 0 dBm sendo que depois correu-se um *sweep* a variar a potência de transmissão dos canais G-PON entre -12 dBm até +22 dBm. Este teste efetuou-se para as distâncias de 20 km e 40 km tendo sido ajustado o valor da atenuação, com recurso a um segundo atenuador, de modo a obter valores para 20 km e 40 km aproximadamente na mesma ordem de grandeza. Os resultados obtidos encontram-se no Gráfico 5.3.2.5 e no Gráfico 5.3.2.6.

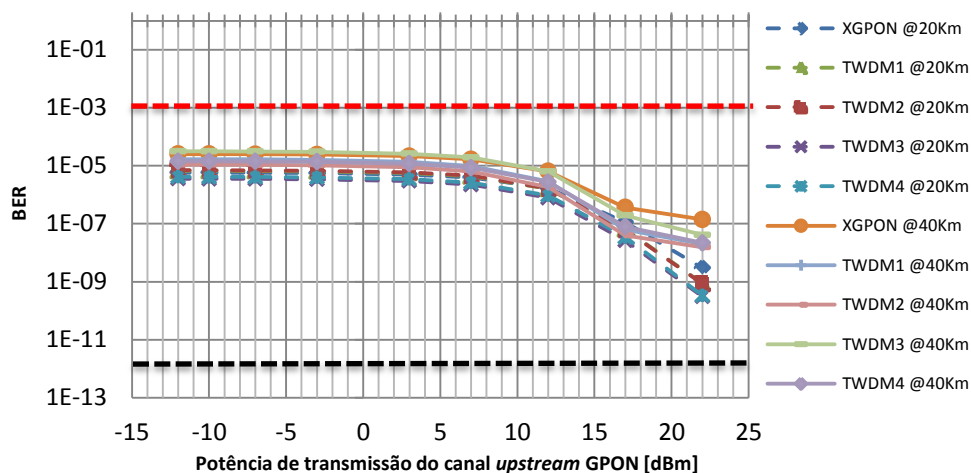


Gráfico 5.3.2.5 – Efeito de *Raman* estático induzido pelo canal G-PON (*downstream*) nos canais *downstream*, para distâncias de 20 km e 40 km.

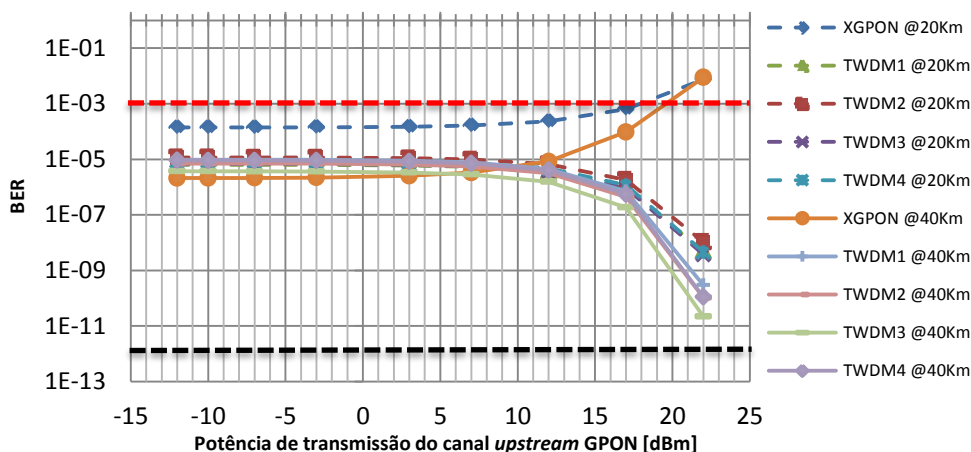


Gráfico 5.3.2.6 – Efeito de *Raman* estático induzido pelo canal G-PON (*upstream*) nos canais *upstream*, para distâncias de 20 km e 40 km.

Através da observação do Gráfico 5.3.2.5 e do Gráfico 5.3.2.6 é possível concluir que à medida que a potência de transmissão dos canais G-PON (*downstream e upstream*) aumenta a influência que esta provoca nos outros canais acentua-se igualmente. É possível observar que o canal de *upstream* do XG-PON sobre um efeito inverso ao do que os outros canais sofrem. Assim este canal é único em que os valores de BER pioram à medida que a potência de transmissão do canal “bomba” aumenta. No Gráfico 5.3.2.7 e no Gráfico 5.3.2.8 é possível observar o modo como a potência recebida no XG-PON e TWDM-PON varia consoante o valor de potência de transmissão dos canais G-PON.

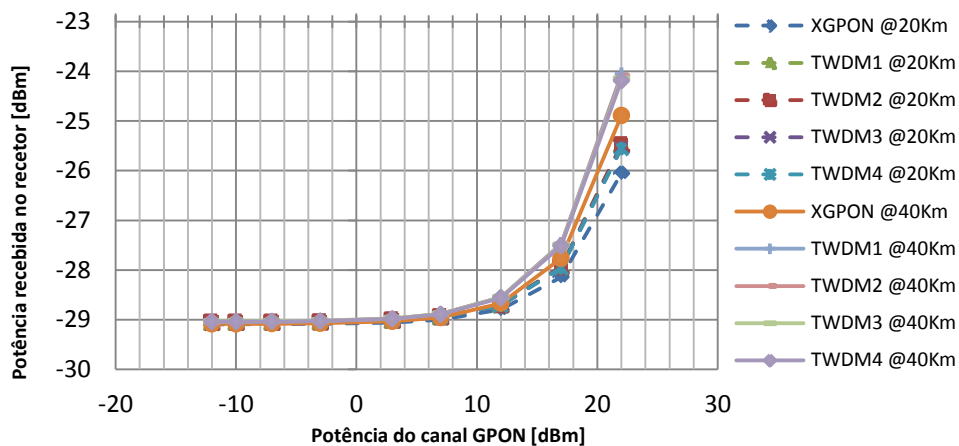


Gráfico 5.3.2.7 – Potências recebidas por cada canal vs Potências de transmissão do canal G-PON *downstream*.

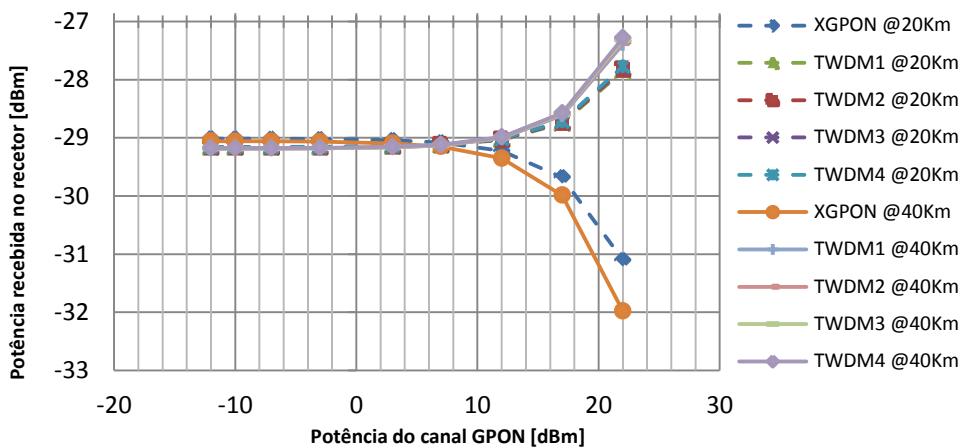


Gráfico 5.3.2.8 – Potências recebidas por cada canal vs Potências de transmissão do canal G-PON *upstream*.

Da observação do Gráfico 5.3.2.7 e do Gráfico 5.3.2.8 tem-se que a potência recebida pelos canais TWDM-PON e XG-PON *downstream* aumenta com o incremento na potência de transmissão do canal G-PON que está a funcionar como bomba. Contudo no canal XG-PON *upstream*, observa-se uma redução de potência recebida à medida que a potência de transmissão do canal G-PON *upstream* aumenta. Tal acontece pois, o canal que está a ser utilizado como “bomba” de sinal (canal G-PON de *upstream*), se encontra 40 nm à frente do canal *upstream* XG-PON, o que faz com que haja transferência de potência ótica do canal situado “atrás” do canal “bomba”.

5.3.3. G-PON, XG-PON, TWDM-PON 5 canais (4+1 canal DRoF)

Nesta secção estuda-se a coexistência entre as tecnologias G-PON, XG-PON, TWDM-PON 40/40 Gbps e um canal DRoF a 1.25 Gbps com 4 bits de resolução. Na Figura 5.3.7 encontra-se representado o diagrama de blocos do cenário simulado.

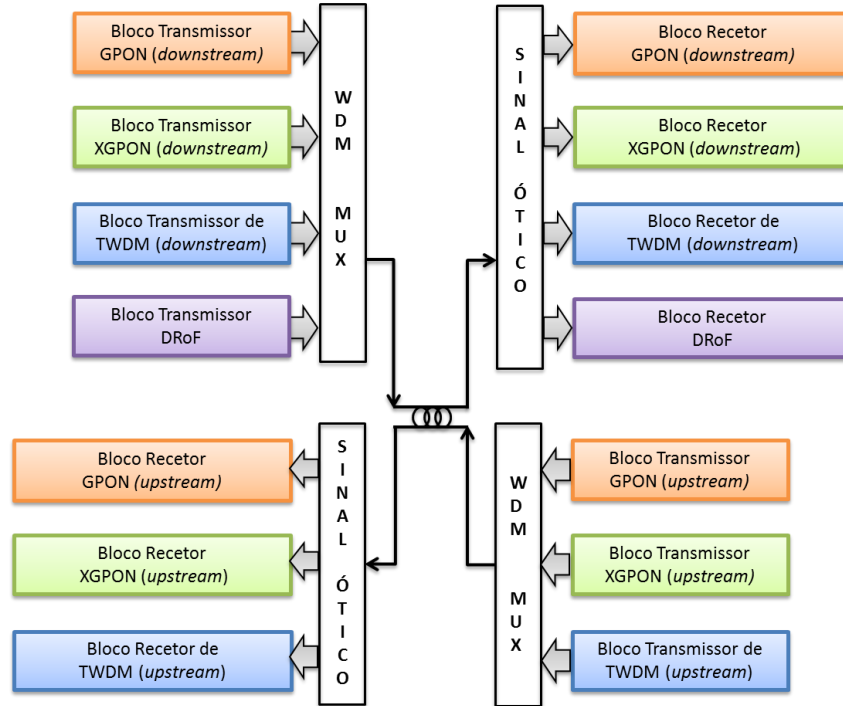


Figura 5.3.7 – Cenário simulado.

O plano de comprimentos de onda utilizado neste cenário é o mesmo que o utilizado no ponto 5.3.1, ao qual se adiciona o comprimento de onda nos 1600.8 nm para o canal DRoF. Assim na Figura 5.3.8 observa-se o espectro para *downstream*, enquanto na Figura 5.3.9 se encontra representado o espectro para *upstream*.

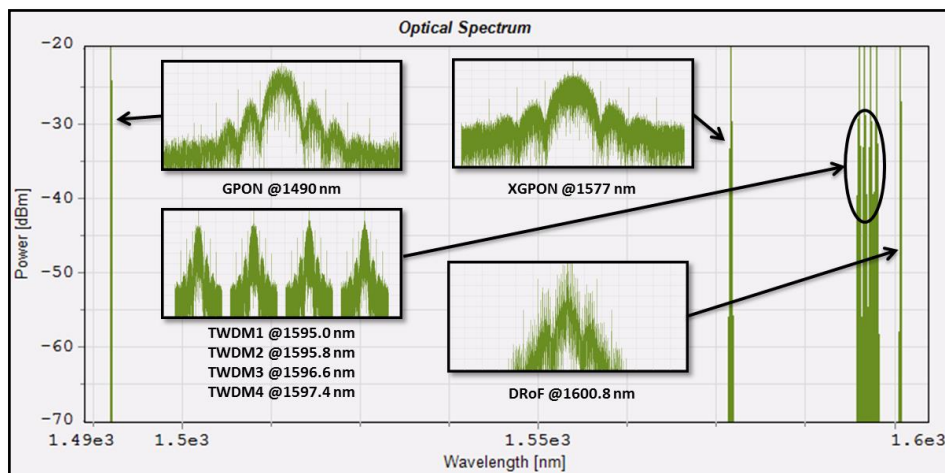


Figura 5.3.8 – Espectro para *downstream*.

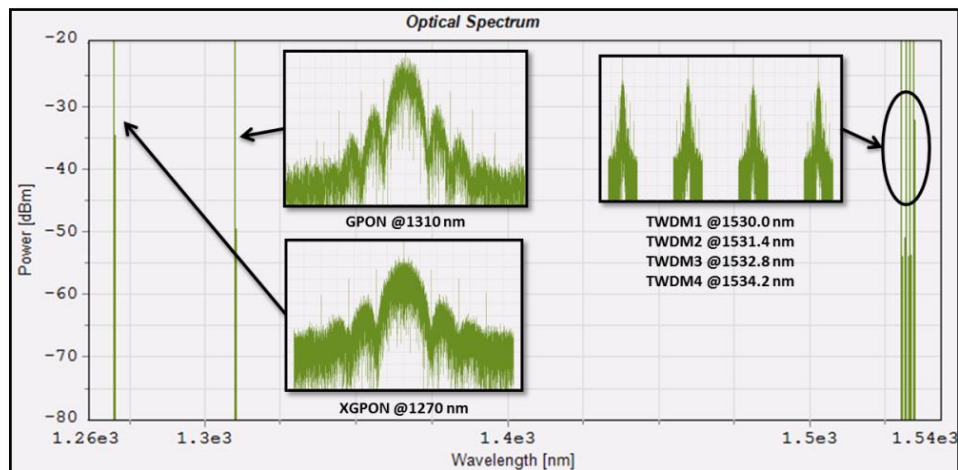


Figura 5.3.9 – Espectro para *upstream*.

Primeiramente simula-se qual a potência mínima admissível no recetor de modo de modo a saber entre que valores de potência transmitida e atenuação se pode operar. Os resultados obtidos encontram-se representados no Gráfico 5.3.3.1.

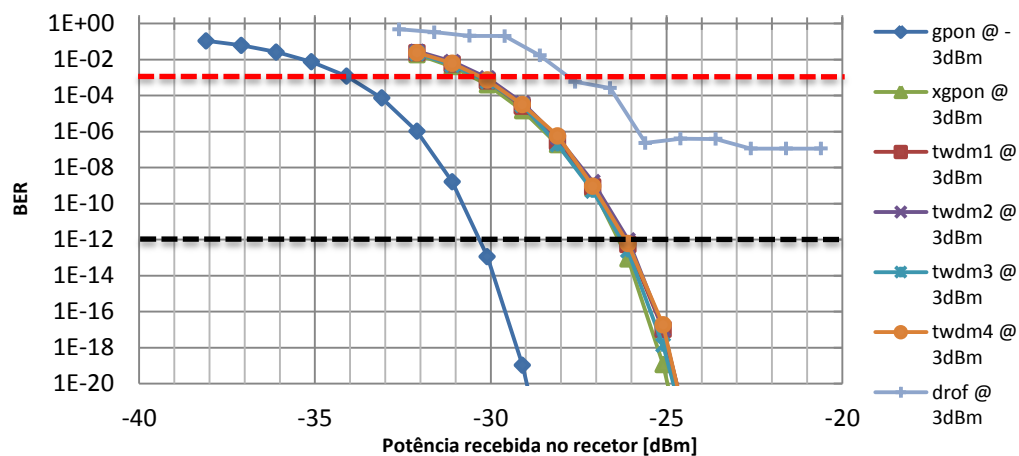


Gráfico 5.3.3.1 – BER vs Potência recebida no recetor, no sentido *downstream*.

Pela observação do Gráfico 5.3.3.1 retira-se que para o G-PON o valor se fixa nos -34 dBm, para os canais TWDM-PON e XG-PON este fica nos -30 dBm e para o DRoF este se aproxima dos -27dBm.

Em seguida é estudada qual a distância máxima que se pode atingir realizando-se o teste para 4 situações:

- G-PON com potência de transmissão igual a -3 dBm e DRoF com potência de transmissão de +3 dBm.
- G-PON com potência de transmissão igual a -3 dBm e DRoF com potência de transmissão de +6 dBm.

- c) G-PON com potência de transmissão igual a 0 dBm e DRoF com potência de transmissão de +3 dBm.
- d) G-PON com potência de transmissão igual a 0 dBm e DRoF com potência de transmissão de +6 dBm.

Assim para a situação a) os resultados obtidos são:

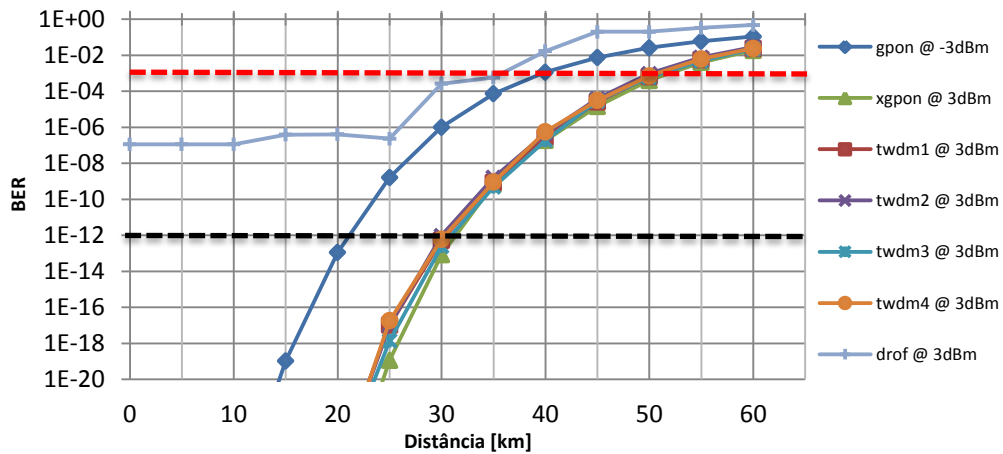


Gráfico 5.3.3.2 – Distância máxima alcançada, na situação a).

Para a situação b) tem-se:

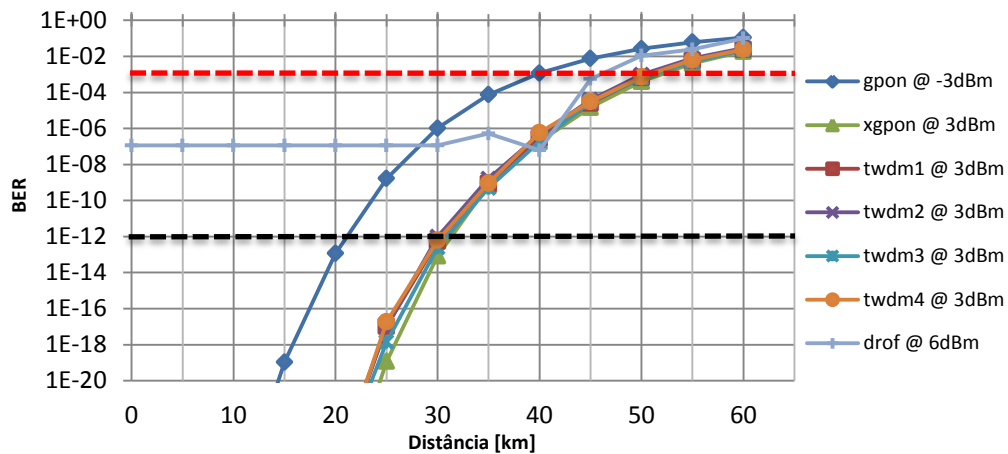


Gráfico 5.3.3.3 – Distância máxima alcançada, na situação b).

Para a situação c) tem-se:

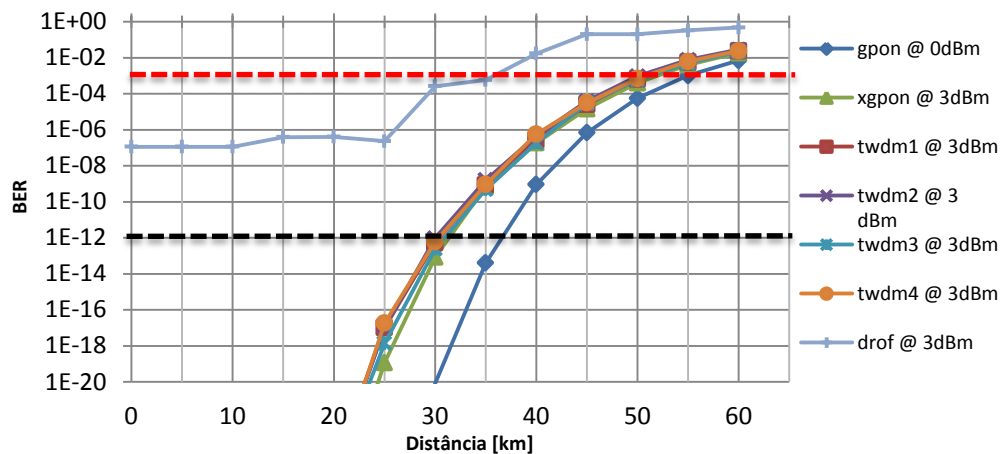


Gráfico 5.3.3.4 – Distância máxima alcançada, na situação c).

Para a situação d) tem-se:

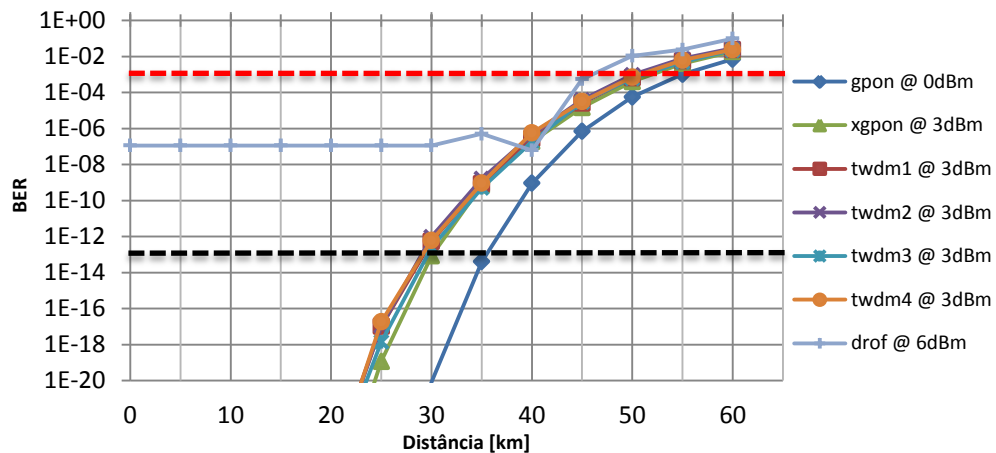


Gráfico 5.3.3.5 – Distância máxima alcançada, na situação d).

Da observação do Gráfico 5.3.3.2 é possível concluir que na configuração de potências de transmissão da situação a), a tecnologia que irá limitar a distância máxima alcançada será a DRoF, com um valor de 35 km. Para a situação b) verifica-se, através Gráfico 5.3.3.3, que é o G-PON quem limita o alcance aos 40 km. Na situação c), Gráfico 5.3.3.4, e d), Gráfico 5.3.3.5, verifica-se novamente que é o DRoF que limita o alcance máximo para o este cenário, fixando os valores em 35 km e 45 km, respetivamente.

Nos Gráfico 5.3.3.6 representa-se o comportamento do EVM, enquanto no Gráfico 5.3.3.7 se representa o SER em função da distância.

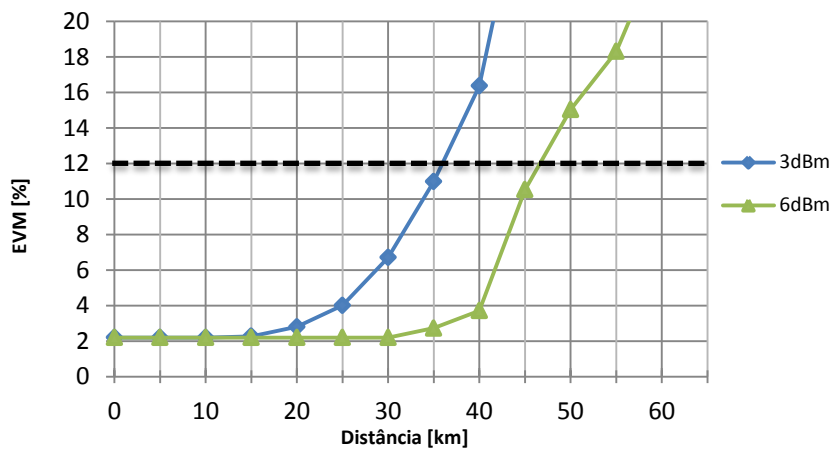


Gráfico 5.3.3.6 – EVM vs Distância para DRoF @ 1.25 Gbps com 4 bits de resolução.

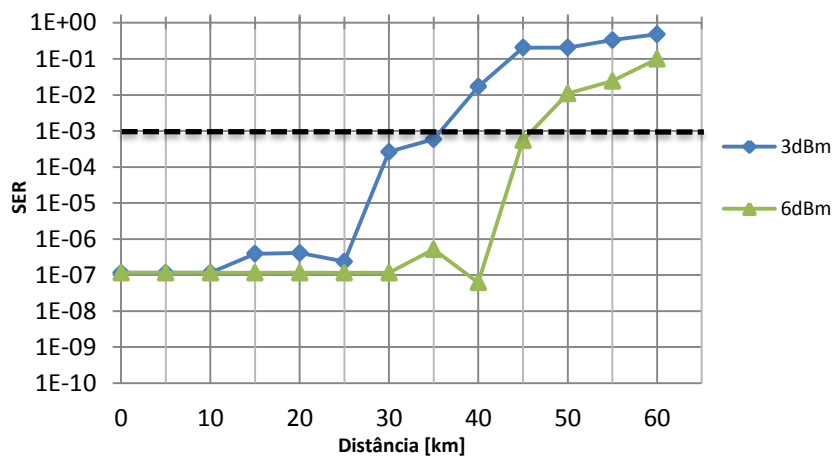


Gráfico 5.3.3.7 – SER vs Distância para DRoF @ 1.25 Gbps com 4 bits de resolução.

Através da análise dos resultados obtidos no Gráfico 5.3.3.6 e no Gráfico 5.3.3.7 é possível concluir que estes são coerentes com os resultados para apresentados nos gráficos Gráfico 5.3.3.2, Gráfico 5.3.3.3, Gráfico 5.3.3.4 e Gráfico 5.3.3.5.

5.3.4. Análise dos resultados

Neste subcapítulo estudou-se vários cenários de coexistência de tecnologias, tendo sido avaliadas quais as potências mínimas requeridas, quer no recetor quer no transmissor, e as distâncias máximas de transmissão.

Começando então pelas potências mínimas de receção tem-se que no cenário proposto no ponto 5.3.1, estas se situam nos -34 dBm para os canais G-PON e TWDM-PON *upstream* e nos -31 dBm para os canais XG-PON e TWDM-PON *downstream*. Seguindo-se para o cenário proposto em 5.3.2, tem-se que estas se fixam em -31 dBm para os canais XG-PON e TWDM-PON, e -34

dBm para os canais G-PON. Por fim, no cenário mais complexo proposto no ponto 5.3.3, tem-se que para os canais G-PON o valor obtido é de -34 dBm, para os canais TWDM-PON e XG-PON de -30 dBm e para o canal DRoF cerca de -27 dBm.

No que diz respeito às distâncias máximas atingidas pelos cenários estudados observa-se que o limite mínimo obtido foi obtido no cenário do ponto 5.3.3, tendo este sido imposto pelo canal DRoF @ +3dBm de potência de transmissão. Contudo subindo a potência do canal para +6dBm atingiu-se os 45 km. O valor máximo para o qual estes cenários foram estudados foi os 80 km, contudo só no cenário presente no ponto 5.3.1, este valor foi atingido pelos canais G-PON e TWDM-PON *upstream* @ +6 dBm de potência de transmissão.

Em suma, foi possível em todos os cenários atingir os 40 km de distância, valor requerido para uma NG-PON2.

6. Conclusões e Trabalho futuro

6.1. Conclusões

Devido ao crescimento na oferta de serviços das redes de acesso atuais e à demanda contínua de largura de banda por parte dos utilizadores, as tecnologias PON existentes atualmente deixarão, num curto espaço de tempo, de ser capazes de satisfazer as necessidades dos mesmos. Por este motivo, é necessário prosseguir com o estudo da evolução destas redes. Por outro lado, procura-se também implementar novas soluções de transmissão de sinais RF de forma mais eficiente, o que leva, primeiramente, ao estudo destas.

Foi com este intuito que nesta dissertação se apresentaram e estudaram diversas tecnologias já disponíveis e outras que ainda estão em fase de estudo e desenvolvimento. Assim estas foram, numa primeira instância, apresentadas teoricamente tendo sido depois simuladas no VPIphotonics™.

Primeiramente foram apresentadas e estudadas, na secção 5.1, as tecnologias de transmissão de rádio analógico e digital sobre fibra. Da análise dos resultados obtidos conclui-se que a transmissão de sinal de radio digital traz algumas vantagens relativamente à transmissão analógica, pois atinge-se maiores distâncias de transmissão, utilizam-se potências de transmissão mais baixas e consegue-se uma gama dinâmica de funcionamento mais extensa. Conclui-se ainda que com a adição do codificador 8B/10B no sistema DRoF existe, inicialmente, uma melhoria nos resultados obtidos para o EVM. Contudo o sinal começa a degradar-se mais cedo, o que se deve ao fato deste codificador vir aumentar o *data rate* na fibra, o que se traduz em menos energia por bit. Como consequência, obteve-se um valor de sensibilidade e distância máxima atingida ligeiramente piores quando comparado com o DRoF sem codificador. De modo a contornar esta desvantagem é possível aumentar ligeiramente a potência de transmissão.

Seguidamente foram apresentadas e estudadas, na secção 5.2, as tecnologias G-PON, XG-PON, TWDM-PON simétrico e assimétrico isoladamente, tendo-se concluído que à medida que se aumenta o ritmo de transmissão, as distâncias máximas atingidas e a sensibilidade do sistema diminuem. Portanto, quando se utilizam ritmos de transmissão de 10 Gbps (XG-PON e TWDM-PON), conclui-se que as potências de transmissão têm que ser superiores de modo a se atingir distâncias de transmissão semelhantes às obtidas para os ritmos de transmissão presentes nos sistemas G-PON e TWDM-PON (assimétrico).

Por fim foram apresentados e estudados, na secção 5.3, 3 cenários de coexistência de tecnologias. Começando pelo cenário de coexistência três gerações PON (G-PON, XG-PON e TWDM-PON assimétrico), conclui-se que tal cenário é exequível, embora se tenha que ter em

atenção às potências de transmissão utilizadas nos canais G-PON, que através do efeito de *Raman* estático, irão provocar perda de potência de recebida no canal *upstream* XG-PON e aumento de potência recebida nos canais TWDM-PON. Esta perda/aumento de potência recebida degrada/melhora o sinal recebido, o que leva piores/melhores resultados em termos de BER. Continuamente passou-se para o cenário idêntico ao de anterior, mas com a alteração do TWDM-PON assimétrico para TWDM-PON simétrico. As conclusões retiradas são idênticas às do cenário anterior, contudo há que realçar que o facto de se ter aumentado o ritmo de transmissão dos canais de *upstream* do TWDM-PON, implicou a obtenção de resultados semelhantes aos obtidos nos canais *downstream* da mesma tecnologia. No último cenário, apresentou-se e estudou-se a coexistência das tecnologias PON com DRoF, sendo para tal utilizado um canal DRoF situado na região de comprimentos de onda reservada para *downstream* da tecnologia TWDM-PON. Concluiu-se que tal cenário é exequível e que o canal DRoF não vem afetar os restantes canais presentes no cenário.

Em suma, nesta dissertação foram apresentados, estudados e validados vários cenários de coexistência que podem vir a ser adotados no futuro para suplantiar as necessidades dos utilizadores.

6.2. Trabalho futuro

Depois dos resultados obtidos nesta dissertação, será de todo interessante continuar o estudo da coexistência destas tecnologias. Para tal sugere-se, para trabalho futuro, os seguintes tópicos:

- Conseguir observar de forma mais perceptível a interação entre canais nos cenários de TWDM-PON simulados.
- Aumentar o número de canais no TWDM-PON (simétrico e assimétrico) para 8 e 16, e simular o comportamento do sistema.
- Simular e testar a coexistência de G-PON, XG-PON, TWDM-PON e um ou mais canais RoF no mesmo cenário, sendo os canais RoF situados na zona de comprimentos de onda (*downstream*) reservados ao TWDM-PON.
- Simular e testar a coexistência de G-PON, XG-PON, TWDM-PON, um ou mais canais RoF e um ou mais canais DRoF no mesmo cenário, sendo o canais RoF e DRoF situados na zona de comprimentos de onda (*downstream*) reservados ao TWDM-PON.

7. Bibliografia

- [1] C. Holden, T. H. M. R., and P. Cochrane, “Fibre to the Home: Taking your life to new horizons,” *Press Conference - Munich*, 2012. [Online]. Available: <http://www.ftthcouncil.eu/documents/Presentations/20120215PRESSCONFmunich.pdf>, acessado em: Setembro 2012.
- [2] ITU, “ITU-T,” 2013. [Online]. Available: <http://www.itu.int/en/ITU-T/studygroups/2013->, acessado em: Outubro 2012.
- [3] IEEE, “IEEE - About,” 2013. [Online]. Available: <http://www.ieee.org/about/index.html>, acessado em: Novembro 2012.
- [4] IEEE, “IEEE Standards 802.3ah,” vol. 2004, no. September, 2004, acessado em: Outubro 2012.
- [5] FSAN, “FSAN.” [Online]. Available: <http://www.fsan.org/>, acessado em: Maio 2013.
- [6] R. Brenot, E. Harstead, R. Heron, T. Pfeiffer, W. Poehlmann, J. Smith, and D. Van Veen, “Next Generation Optical Access Technologies,” *ECOC 2012*, 2012. [Online]. Available: http://www.greentouch.org/uploads/documents/Vetter_Tutorial_NGAccessTech_ECOC2012.pdf, acessado em: Abril 2013.
- [7] ITU, “ITU-T-G.987,” 2012, acessado em: Janeiro 2013.
- [8] Wikipedia, “Time-division multiplexing.” [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Time-division_multiplexing, acessado em: Outubro 2012.
- [9] Wikipedia, “Wavelength-division multiplexing,” 2013. [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Wavelength-division_multiplexing, acessado em: Outubro 2012.
- [10] VPIphotonics GmbH, “VPIphotonics.” [Online]. Available: <http://www.vpi Photonics.com/contact.php>, acessado em: Setembro 2012.
- [11] M. Pospiech and S. Liu, “Laser Diodes - an Introduction,” *University of Hannover*, 2004. [Online]. Available: <http://www.matthiaspospiech.de/files/studium/praktikum/diodelasers.pdf>, acessado em: Dezembro 2012.
- [12] G. Gonçalves, “Geração e distribuição de sinais ROF,” *Universidade de Aveiro*, 2010. [Online]. Available: ria.ua.pt/bitstream/10773/4934/1/Dissertação_Gabriel.pdf, acessado em: Dezembro 2012.
- [13] G. S. Oliveira, “Formatos de Modulação de uma Portadora Óptica com Detecção Direta,” *Universidade de São Paulo*, 2011. [Online]. Available: <http://bit.ly/1aVHzhC>, acessado em: Janeiro 2013.
- [14] Xavier Fernando, “Radio over Fiber for Wireless Access Motivation An Optical Technique,” *Ryerson Commun. Lab*, 2009, acessado em: Novembro 2012.

- [15] C. Yao, “What is a DFB Laser?” [Online]. Available: <http://www.youtube.com/watch?v=EuWI1WPrZ2I>, acedido em: Novembro 2012.
- [16] C. Rodrigues, “Estudo de Formatos Especiais de Modulação Digital para Comunicações Ópticas,” *Universidade de São Paulo*, 2009. [Online]. Available: <http://bit.ly/I2sPH0>, acedido em: Fevereiro 2013.
- [17] R. Rajiv, K. N. Sivarajan, and G. H. Sasaki, *Optical Networks - A Practical Perspective*, 3rd ed., vol. Ed. 3. Morgan Kaufmann, 2010, acedido em: Março 2013.
- [18] Wikipedia, “Taylor series,” 2013. [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Taylor_series, acedido em: Dezembro 2012.
- [19] G. P. Agrawal, “Nonlinear Fiber Optics,” 4th ed., New Jersey: A John Wiley & Sons, 2006, pp. 195–211, acedido em: Dezembro 2012.
- [20] S. Brandão, “Efeitos cruzados em serviços de vídeo sobre redes óticas passivas,” *Universidade de Aveiro*, 2012. [Online]. Available: <http://ria.ua.pt/bitstream/10773/11293/1/7611.pdf>, acedido em: Janeiro 2013.
- [21] C. M. of Macao, “The Attenuation-Wavelength Curve and the Transmission Windows of an Optical Fiber,” 2013. [Online]. Available: http://macao.communications.museum/eng/exhibition/secondfloor/moreinfo/2_8_3_Optical_Fibres.html.
- [22] R. M. da S. Ferreira, “Processamento Digital de Sinal em Sistemas de Detecção Coerente,” *Universidade de Aveiro*, 2012. [Online]. Available: <http://goo.gl/Az5w1Q>, acedido em: Outubro 2013.
- [23] M. J. R. S. Almeida, “Geração e propagação de sinais rádio sobre fibra,” Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2011, acedido em: Junho 2012.
- [24] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed. Academic Press, 2001, acedido em: Dezembro 2012.
- [25] A. Teixeira and M. Lima, “Amplificadores Óticos,” in *Unidade curricular: Comunicações Óticas*, 2012, acedido em: Dezembro 2012.
- [26] S. P. Singh, “Nonlinear Effects in Optical Fibers: Origin, Management and Applications,” *Prog. Electromagn. Res. PIER* 73, pp. 249–275, 2007, acedido em: Agosto 2013.
- [27] P. A. Gamage, A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak, and R. Waterhouse, “Design and Analysis of Digitized RF-Over-Fiber Links,” *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 12, pp. 2052–2061, 2009, acedido em: Julho 2013.
- [28] O. Aso, M. Tadakuma, and S. Namiki, “Four-Wave Mixing in Optical Fibers and Its Applications,” *Furukawa Rev.*, vol. 19, pp. 63–68, 2000, acedido em: Junho 2013.
- [29] W. T. Drive and S. Jose, “Introduction to DWDM Technology,” *Cisco Syst.*, no. 6387, 2001, acedido em: Fevereiro 2013.

- [30] J. S. Wey, “UDWDM PON – the Clear Technology Winner for NG-PON2 What is an Ultra Dense WDM PON ?,” *NFOEC Work.*, no. 5 March, pp. 1–9, 2012, acedido em: Fevereiro 2013.
- [31] C. Yao, “What is Four-Wave Mixing (FWM) in Fiber Optic Communication Systems,” 2011. [Online]. Available: <http://www.fiberoptics4sale.com/wordpress/what-is-four-wave-mixing-fwm-in-fiber-optic-communication-systems/>, acedido em: Julho 2013.
- [32] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*. McGraw-Hill Education, 2008, acedido em: Novembro 2012.
- [33] A. Stavdas, *Core and Metro Networks*. A John Wiley & Sons, 2010, acedido em: Abril 2013.
- [34] C. Yao, “PIN Photodetector Characteristics for Optical Fiber Communication,” 2011. [Online]. Available: <http://www.fiberoptics4sale.com/wordpress/pin-photodetector-characteristics-for-optical-fiber-communication/>, acedido em: Dezembro 2012.
- [35] F. J. Effenberger, “The XG-PON System: Cost Effective 10 Gb/s Access,” *Lightwave Technology, Journal of*, 2011. [Online]. Available: <http://bit.ly/1aVlr62>, acedido em: Fevereiro 2012.
- [36] “RoF scheme.” [Online]. Available: http://opticalengineering.spiedigitallibrary.org/data/Journals/OPTICE/22108/025004_1_1.png, acedido em: Fevereiro 2013.
- [37] CodeUA, “Esquema RoF,” *CodeUA*. [Online]. Available: http://code.ua.pt/attachments/93/3_1_1_2.jpg, acedido em: Fevereiro 2013.
- [38] A. Ng’oma, “Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems,” *University of Eindhoven*, 2005. [Online]. Available: <http://alexandria.tue.nl/extra2/200512106>, acedido em: Janeiro 2013.
- [39] K. Thyagarajan, “Linear and Nonlinear Propagation Effects in Optical Fibers,” *Springer*, 2003. [Online]. Available: <http://bit.ly/17P22ds>, acedido em: Abril 2013.
- [40] I. Aldaya, A. Arag, and G. Campuzano, “Millimeter-Wave Frequency Radio over Fiber Systems : A Survey,” *IEEE Commun. Surv. tutorials*, pp. 1–27, 2013, acedido em: Setembro 2013.
- [41] W. Ampalavanapillai, Nirmalathas; Prasanna , A. Gamage; Christina, Lim; Dalma, Novak; Rodney, “Digitized Radio Over Fiber Technologies for Converged Optical Wireless Access Network,” *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, 2010. [Online]. Available: <http://bit.ly/I8XPG3>, acedido em: Novembro 2012.
- [42] CodeUA, “Impairments_in_RoF_Systems.” [Online]. Available: http://code.ua.pt/projects/bookco1011/wiki/334_Impairments_in_RoF_Systems, acedido em: Novembro 2012.

- [43] P. J. A. de Andrade, “Coherent Detection,” *Book CO 10/11, CodeUA*. [Online]. Available: http://code.ua.pt/projects/bookco1011/wiki/3363_Coherent_Detection, acedido em: Novembro 2012.
- [44] Y. (Veronica) Y. A., “Investigation on Digitized RF Transport over Fiber,” *University of Melbourne*, 2011. [Online]. Available: <http://goo.gl/j3Yc9G>, acedido em: Março 2013.
- [45] C. Lim, A. Nirmalathas, and Y. Yang, “Digitized RF-over-Fiber Transport for Hybrid Fiber- Wireless Links,” *First Work. Distrib. Antenna Syst. Broadband Mob. Commun. Digit.*, pp. 157–161, 2011, acedido em: Março 2013.
- [46] C. Yang, Yizhuo; Nirmalathas, Ampalavanapillai; Lim, “Digitized RF over-fiber as a cost-effective and energy-efficient backhaul option for wireless communications,” *Springer*, 2012. [Online]. Available: <http://link.springer.com/article/10.1007%2Fs12243-012-0319-6#page-1>, acedido em: Junho 2013.
- [47] S. R. Abdollahi, H. S. Al-Raweshidy, S. M. Fakhraie, and R. Nilavalan, “Digital Radio over Fibre for Future Broadband Wireless Access Network Solution,” *2010 6th International Conference on Wireless and Mobile Communications*, Sep-2010. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5628710>, acedido em: Julho 2013.
- [48] S. Kuwano, Y. Suzuki, Y. Yamada, and K. Watanabe, “Digitized Radio-over-Fiber (DROF) System for Wide-Area Ubiquitous Wireless Network,” *2006 International Topical Meeting on Microwave Photonics*, Oct-2006. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4153793>, acedido em: Maio 2013.
- [49] “IBM.” [Online]. Available: <http://www.ibm.com/us/en/>, acedido em: Junho 2013.
- [50] M. Wolf and M. Haardt, “Investigation of the baseline wander effect on Gbps wireless infrared system employing 8B10B coding,” *2009 International Conference on Telecommunications*, 2009. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5158618>, acedido em: Maio 2013.
- [51] A. X. . Franaszek, P. A.; Widmer, “A DC-Balanced, Partitioned-Block, 8B/10B Transmission Code,” *J. IBM J. Res. Dev.*, vol. 27, no. 5, pp. 444–451, 1983, acedido em: Fevereiro 2013.
- [52] C. University, “8b/10b Encoder,” 2013. [Online]. Available: <http://www.cs.cornell.edu/courses/cs3410/2013sp/lab/lab2.html>.
- [53] ITU, “ITU-T-G.983.1 (01/2005),” 2005, acedido em: Janeiro 2013.
- [54] ITU, “ITU-T-G.984.1,” 2008, acedido em: Janeiro 2013.
- [55] Wikipedia, “Fiber to the X,” 2013. [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Fiber_to_the_x, acedido em: Julho 2013.

- [56] PTinovacao, "Evolution-of-FTTH-Networks-for-NG-PON2," *PT inovação*, no. July. 2013, acessado em: Outubro 2013.
- [57] ITU, "ITU-T-G.989.1," 2013. [Online]. Available: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.989.1-201303-I/en>, acessado em: Novembro 2013.
- [58] S. Lallukka and P. Raatikainen, "Passive Optical Networks," in *Otamedia Oy, Espoo 2006*, 2006, p. 123, acessado em: Janeiro 2013.
- [59] "Arquitetura de uma PON." [Online]. Available: <http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/3/32/FTTX.png>, acessado em: Janeiro 2013.
- [60] T. Mukojima, "Next Generation Optical Access Trends and OKI 's Activities," *OKI Tech. Rev.*, vol. 80, no. 221, pp. 1–4, 2013, acessado em: Junho 2013.
- [61] F. Villarruel and L. Ray, "Transport and Access Networks 1550 Video Overlay : The New ' Old Reliable '," *Sci. Atlanta - A Cisco Co.*, 2007, acessado em: Janeiro 2013.
- [62] F. T. M. Aviles, K. Litvin, J. Wang, B. Colella, F. J. Effenberger, "Raman crosstalk in video overlay passive optical networks," *OFC*, 2004. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=1362202&abstractAccess=no&userType=inst, acessado em: Dezembro 2012.
- [63] Wikipedia, "Advanced Encryption Standard," 2013. [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Advanced_Encryption_Standard, acessado em: Janeiro 2013.
- [64] L. Kazovsky, W.-T. Shaw, N. Cheng, D. Gutierrez, and S.-W. Wong, *Broadband Optical Access Networks*. JohnWiley & Sons, Inc, 2011, p. 283, acessado em: Abril 2013.
- [65] ITU, "ITU-T-G.984.6," 2008, acessado em: Janeiro 2013.
- [66] ITU, "ITU-T- G.987.1," 2010, acessado em: Janeiro 2013.
- [67] ITU, "ITU-T-G.982.," acessado em: Junho 2013.
- [68] ITU, "ITU-T-G.987.3," 2010, acessado em: Janeiro 2013.
- [69] ITU, "ITU-T-G.984.5," 2007, acessado em: Janeiro 2013.
- [70] ITU, "ITU-T-G.987.2," 2010, acessado em: Janeiro 2013.
- [71] Z. Li, L. Yi, and W. Hu, "Key technologies and system proposals of TWDM-PON," *Frontiers of Optoelectronics*, 13-Jan-2013. [Online]. Available: <http://link.springer.com/10.1007/s12200-012-0305-7>, acessado em: Junho 2013.
- [72] Y. Luo and F. Effenberger, "TWDM-PON The solution of choice for NG-PON2," *Fiber Util.*, no. 68, pp. 9–13, 2013, acessado em: Março 2013.
- [73] Y. Luo, X. Zhou, F. Effenberger, X. Yan, G. Peng, Y. Qian, and Y. Ma, "Time- and Wavelength-Division Multiplexed Passive Optical Network (TWDM-PON) for Next-

- Generation PON Stage 2 (NG-PON2),” *Journal of Lightwave Technology*, Feb-2013.
[Online]. Available:
<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6289432>, acedido em:
Maio 2013.
- [74] T. Specification, “TS 136 101 - V8.8.0 - LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 8.8.0 Release 8),” 2010. [Online]. Available:
http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136101/08.08.00_60/ts_136101v080800p.pdf, acedido em: Janeiro 2013.
- [75] S. M. J. Alam, M. R. Alam, G. Hu, and Z. Mehrab, “Bit Error Rate Optimization in Fiber Optic Communications,” *Int. J. Mach. Learn. Comput.*, vol. 1, no. 5, p. 23, 2011, acedido em: Dezembro 2012.
- [76] VPIphotonics, “VPIcomponentMakerTM Optical Amplifiers,” p. 23, 2013, acedido em: Novembro 2013.
- [77] VPIphotonics, “EVM_Calculation_VPI,” p. 4, 2013, acedido em: Outubro 2013 .
- [78] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGrawHill, 2001.
- [79] F. R. L. Oliveira, R.S.; Moritsuka, N.S.; Santos, R.C; Teixeira, A.; Costa, J. C.;W. A, Francês;W. A, “Cost-effective Digital Radio over Fiber System,” *2013 Int. Conf. MICROWAVES PHOTONICS*, pp. 4–8, 2013, acedido em: Novembro 2013.
- [80] S. Haykin, *Sistemas de comunicação- analógicos e digitais*, 4th ed. Bookman, 2007.

Anexo A

Tabela de codificação e decodificação 8B/10B [52]

DX.Y	Y	X	Current RD-		CURRENT RD+		RD	DX.Y	Y	X	CURRENT RD-		CURRENT RD+		RD
	HGF	EDCBA	abcdei	fghj	abcdei	fghj			HGF	EDCBA	abcdei	fghj	abcdei	fghj	
D0.0	000	00000	100111	0100	011000	1011	same	D4.0	000	00100	110101	0100	001010	1011	same
D0.1	001	00000	100111	1001	011000	1001	flip	D4.1	001	00100	110101	1001	001010	1001	flip
D0.2	010	00000	100111	0101	011000	0101	flip	D4.2	010	00100	110101	0101	001010	0101	flip
D0.3	011	00000	100111	0011	011000	1100	flip	D4.3	011	00100	110101	0011	001010	1100	flip
D0.4	100	00000	100111	0010	011000	1101	same	D4.4	100	00100	110101	0010	001010	1101	same
D0.5	101	00000	100111	1010	011000	1010	flip	D4.5	101	00100	110101	1010	001010	1010	flip
D0.6	110	00000	100111	0110	011000	0110	flip	D4.6	110	00100	110101	0110	001010	0110	flip
D0.7	111	00000	100111	0001	011000	1110	same	D4.7	111	00100	110101	0001	001010	1110	same
D1.0	000	00001	011101	0100	100010	1011	same	D5.0	000	00101	101001	1011	101001	0100	flip
D1.1	001	00001	011101	1001	100010	1001	flip	D5.1	001	00101	101001	1001	101001	1001	same
D1.2	010	00001	011101	0101	100010	0101	flip	D5.2	010	00101	101001	0101	101001	0101	same
D1.3	011	00001	011101	0011	100010	1100	flip	D5.3	011	00101	101001	1100	101001	0011	same
D1.4	100	00001	011101	0010	100010	1101	same	D5.4	100	00101	101001	1101	101001	0010	flip
D1.5	101	00001	011101	1010	100010	1010	flip	D5.5	101	00101	101001	1010	101001	1010	same
D1.6	110	00001	011101	0110	100010	0110	flip	D5.6	110	00101	101001	0110	101001	0110	same
D1.7	111	00001	011101	0001	100010	1110	same	D5.7	111	00101	101001	1110	101001	0001	flip
D2.0	000	00010	101101	0100	010010	1011	same	D6.0	000	00110	011001	1011	011001	0100	flip
D2.1	001	00010	101101	1001	010010	1001	flip	D6.1	001	00110	011001	1001	011001	1001	same
D2.2	010	00010	101101	0101	010010	0101	flip	D6.2	010	00110	011001	0101	011001	0101	same
D2.3	011	00010	101101	0011	010010	1100	flip	D6.3	011	00110	011001	1100	011001	0011	same
D2.4	100	00010	101101	0010	010010	1101	same	D6.4	100	00110	011001	1101	011001	0010	flip
D2.5	101	00010	101101	1010	010010	1010	flip	D6.5	101	00110	011001	1010	011001	1010	same
D2.6	110	00010	101101	0110	010010	0110	flip	D6.6	110	00110	011001	0110	011001	0110	same
D2.7	111	00010	101101	0001	010010	1110	same	D6.7	111	00110	011001	1110	011001	0001	flip
D3.0	000	00011	110001	1011	110001	0100	flip	D7.0	000	00111	111000	1011	000111	0100	flip
D3.1	001	00011	110001	1001	110001	1001	same	D7.1	001	00111	111000	1001	000111	1001	same
D3.2	010	00011	110001	0101	110001	0101	same	D7.2	010	00111	111000	0101	000111	0101	same
D3.3	011	00011	110001	1100	110001	0011	same	D7.3	011	00111	111000	1100	000111	0011	same
D3.4	100	00011	110001	1101	110001	0010	flip	D7.4	100	00111	111000	1101	000111	0010	flip
D3.5	101	00011	110001	1010	110001	1010	same	D7.5	101	00111	111000	1010	000111	1010	same
D3.6	110	00011	110001	0110	110001	0110	same	D7.6	110	00111	111000	0110	000111	0110	same
D3.7	111	00011	110001	1110	110001	0001	flip	D7.7	111	00111	111000	1110	000111	0001	flip

DX.Y	Y	X	Current RD-		CURRENT RD+		RD	DX.Y	Y	X	CURRENT RD-		CURRENT RD+		RD
	HGF	EDCBA	abcdei	fghj	abcdei	fghj			HGF	EDCBA	abcdei	fghj	abcdei	fghj	
D8.0	000	01000	111001	0100	000110	1011	same	D12.0	000	01100	001101	1011	001101	0100	flip
D8.1	001	01000	111001	1001	000110	1001	flip	D12.1	001	01100	001101	1001	001101	1001	same
D8.2	010	01000	111001	0101	000110	0101	flip	D12.2	010	01100	001101	0101	001101	0101	same
D8.3	011	01000	111001	0011	000110	1100	flip	D12.3	011	01100	001101	1100	001101	0011	same
D8.4	100	01000	111001	0010	000110	1101	same	D12.4	100	01100	001101	1101	001101	0010	flip
D8.5	101	01000	111001	1010	000110	1010	flip	D12.5	101	01100	001101	1010	001101	1010	same
D8.6	110	01000	111001	0110	000110	0110	flip	D12.6	110	01100	001101	0110	001101	0110	same
D8.7	111	01000	111001	0001	000110	1110	same	D12.7	111	01100	001101	1110	001101	0001	flip
D9.0	000	01001	100101	1011	100101	0100	flip	D13.0	000	01101	101100	1011	101100	0100	flip
D9.1	001	01001	100101	1001	100101	1001	same	D13.1	001	01101	101100	1001	101100	1001	same
D9.2	010	01001	100101	0101	100101	0101	same	D13.2	010	01101	101100	0101	101100	0101	same
D9.3	011	01001	100101	1100	100101	0011	same	D13.3	011	01101	101100	1100	101100	0011	same
D9.4	100	01001	100101	1101	100101	0010	flip	D13.4	100	01101	101100	1101	101100	0010	flip
D9.5	101	01001	100101	1010	100101	1010	same	D13.5	101	01101	101100	1010	101100	1010	same
D9.6	110	01001	100101	0110	100101	0110	same	D13.6	110	01101	101100	0110	101100	0110	same
D9.7	111	01001	100101	1110	100101	0001	flip	D13.7	111	01101	101100	1110	101100	1000	flip
D10.0	000	01010	010101	1011	010101	0100	flip	D14.0	000	01110	011100	1011	011100	0100	flip
D10.1	001	01010	010101	1001	010101	1001	same	D14.1	001	01110	011100	1001	011100	1001	same
D10.2	010	01010	010101	0101	010101	0101	same	D14.2	010	01110	011100	0101	011100	0101	same
D10.3	011	01010	010101	1100	010101	0011	same	D14.3	011	01110	011100	1100	011100	0011	same
D10.4	100	01010	010101	1101	010101	0010	flip	D14.4	100	01110	011100	1101	011100	0010	flip
D10.5	101	01010	010101	1010	010101	1010	same	D14.5	101	01110	011100	1010	011100	1010	same
D10.6	110	01010	010101	0110	010101	0110	same	D14.6	110	01110	011100	0110	011100	0110	same
D10.7	111	01010	010101	1110	010101	0001	flip	D14.7	111	01110	011100	1110	011100	1000	flip
D11.0	000	01011	110100	1011	110100	0100	flip	D15.0	000	01111	010111	0100	101000	1011	same
D11.1	001	01011	110100	1001	110100	1001	same	D15.1	001	01111	010111	1001	101000	1001	flip
D11.2	010	01011	110100	0101	110100	0101	same	D15.2	010	01111	010111	0101	101000	0101	flip
D11.3	011	01011	110100	1100	110100	0011	same	D15.3	011	01111	010111	0011	101000	1100	flip
D11.4	100	01011	110100	1101	110100	0010	flip	D15.4	100	01111	010111	0010	101000	1101	same
D11.5	101	01011	110100	1010	110100	1010	same	D15.5	101	01111	010111	1010	101000	1010	flip
D11.6	110	01011	110100	0110	110100	0110	same	D15.6	110	01111	010111	0110	101000	0110	flip
D11.7	111	01011	110100	1110	110100	1000	flip	D15.7	111	01111	010111	0001	101000	1110	same

DX.Y	Y	X	Current RD-		CURRENT RD+		RD	DX.Y	Y	X	CURRENT RD-		CURRENT RD+		RD
	HGF	EDCBA	abcdei	fghj	abcdei	fghj			HGF	EDCBA	abcdei	fghj	abcdei	fghj	
D16.0	000	10000	011011	0100	100100	1011	same	D20.0	000	10100	001011	1011	001011	0100	flip
D16.1	001	10000	011011	1001	100100	1001	flip	D20.1	001	10100	001011	1001	001011	1001	same
D16.2	010	10000	011011	0101	100100	0101	flip	D20.2	010	10100	001011	0101	001011	0101	same
D16.3	011	10000	011011	0011	100100	1100	flip	D20.3	011	10100	001011	1100	001011	0011	same
D16.4	100	10000	011011	0010	100100	1101	same	D20.4	100	10100	001011	1101	001011	0010	flip
D16.5	101	10000	011011	1010	100100	1010	flip	D20.5	101	10100	001011	1010	001011	1010	same
D16.6	110	10000	011011	0110	100100	0110	flip	D20.6	110	10100	001011	0110	001011	0110	same
D16.7	111	10000	011011	0001	100100	1110	same	D20.7	111	10100	001011	0111	001011	0001	flip
D17.0	000	10001	100011	1011	100011	0100	flip	D21.0	000	10101	101010	1011	101010	0100	flip
D17.1	001	10001	100011	1001	100011	1001	same	D21.1	001	10101	101010	1001	101010	1001	same
D17.2	010	10001	100011	0101	100011	0101	same	D21.2	010	10101	101010	0101	101010	0101	same
D17.3	011	10001	100011	1100	100011	0011	same	D21.3	011	10101	101010	1100	101010	0011	same
D17.4	100	10001	100011	1101	100011	0010	flip	D21.4	100	10101	101010	1101	101010	0010	flip
D17.5	101	10001	100011	1010	100011	1010	same	D21.5	101	10101	101010	1010	101010	1010	same
D17.6	110	10001	100011	0110	100011	0110	same	D21.6	110	10101	101010	0110	101010	0110	same
D17.7	111	10001	100011	0111	100011	0001	flip	D21.7	111	10101	101010	1110	101010	0001	flip
D18.0	000	10010	010011	1011	010011	0100	flip	D22.0	000	10110	011010	1011	011010	0100	flip
D18.1	001	10010	010011	1001	010011	1001	same	D22.1	001	10110	011010	1001	011010	1001	same
D18.2	010	10010	010011	0101	010011	0101	same	D22.2	010	10110	011010	0101	011010	0101	same
D18.3	011	10010	010011	1100	010011	0011	same	D22.3	011	10110	011010	1100	011010	0011	same
D18.4	100	10010	010011	1101	010011	0010	flip	D22.4	100	10110	011010	1101	011010	0010	flip
D18.5	101	10010	010011	1010	010011	1010	same	D22.5	101	10110	011010	1010	011010	1010	same
D18.6	110	10010	010011	0110	010011	0110	same	D22.6	110	10110	011010	0110	011010	0110	same
D18.7	111	10010	010011	0111	010011	0001	flip	D22.7	111	10110	011010	1110	011010	0001	flip
D19.0	000	10011	110010	1011	110010	0100	flip	D23.0	000	10111	111010	0100	000101	1011	same
D19.1	001	10011	110010	1001	110010	1001	same	D23.1	001	10111	111010	1001	000101	1001	flip
D19.2	010	10011	110010	0101	110010	0101	same	D23.2	010	10111	111010	0101	000101	0101	flip
D19.3	011	10011	110010	1100	110010	0011	same	D23.3	011	10111	111010	0011	000101	1100	flip
D19.4	100	10011	110010	1101	110010	0010	flip	D23.4	100	10111	111010	0010	000101	1101	same
D19.5	101	10011	110010	1010	110010	1010	same	D23.5	101	10111	111010	1010	000101	1010	flip
D19.6	110	10011	110010	0110	110010	0110	same	D23.6	110	10111	111010	0110	000101	0110	flip
D19.7	111	10011	110010	1110	110010	0001	flip	D23.7	111	10111	111010	0001	000101	1110	same

DX.Y	Y	X	Current RD-		CURRENT RD+		RD	DX.Y	Y	X	CURRENT RD-		CURRENT RD+		RD
	HGF	EDCBA	abcdei	fghj	abcdei	fghj			HGF	EDCBA	abcdei	fghj	abcdei	fghj	
D24.0	000	11000	110011	0100	001100	1011	same	D28.0	000	11100	001110	1011	001110	0100	flip
D24.1	001	11000	110011	1001	001100	1001	flip	D28.1	001	11100	001110	1001	001110	1001	same
D24.2	010	11000	110011	0101	001100	0101	flip	D28.2	010	11100	001110	0101	001110	0101	same
D24.3	011	11000	110011	0011	001100	1100	flip	D28.3	011	11100	001110	1100	001110	0011	same
D24.4	100	11000	110011	0010	001100	1101	same	D28.4	100	11100	001110	1101	001110	0010	flip
D24.5	101	11000	110011	1010	001100	1010	flip	D28.5	101	11100	001110	1010	001110	1010	same
D24.6	110	11000	110011	0110	001100	0110	same	D28.6	110	11100	001110	0110	001110	0110	same
D24.7	111	11000	110011	0001	001100	1110	same	D28.7	111	11100	001110	1110	001110	0001	flip
D25.0	000	11001	100110	1011	100110	0100	flip	D29.0	000	11101	101110	0100	010001	1011	same
D25.1	001	11001	100110	1001	100110	1001	same	D29.1	001	11101	101110	1001	010001	1001	flip
D25.2	010	11001	100110	0101	100110	0101	same	D29.2	010	11101	101110	0101	010001	0101	flip
D25.3	011	11001	100110	1100	100110	0011	same	D29.3	011	11101	101110	0011	010001	1100	flip
D25.4	100	11001	100110	1101	100110	0010	flip	D29.4	100	11101	101110	0010	010001	1101	same
D25.5	101	11001	100110	1010	100110	1010	same	D29.5	101	11101	101110	1010	010001	1010	flip
D25.6	110	11001	100110	0110	100110	0110	same	D29.6	110	11101	101110	0110	010001	0110	flip
D25.7	111	11001	100110	1110	100110	0001	flip	D29.7	111	11101	101110	0001	010001	1110	same
D26.0	000	11010	010110	1011	010110	0100	flip	D30.0	000	11110	011110	0100	100001	1011	same
D26.1	001	11010	010110	1001	010110	1001	same	D30.1	001	11110	011110	1001	100001	1001	flip
D26.2	010	11010	010110	0101	010110	0101	same	D30.2	010	11110	011110	0101	100001	0101	flip
D26.3	011	11010	010110	1100	010110	0011	same	D30.3	011	11110	011110	0011	100001	1100	flip
D26.4	100	11010	010110	1101	010110	0010	flip	D30.4	100	11110	011110	0010	100001	1101	same
D26.5	101	11010	010110	1010	010110	1010	same	D30.5	101	11110	011110	1010	100001	1010	flip
D26.6	110	11010	010110	0110	010110	0110	same	D30.6	110	11110	011110	0110	100001	0110	flip
D26.7	111	11010	010110	1110	010110	0001	flip	D30.7	111	11110	011110	0001	100001	1110	same
D27.0	000	11011	110110	0100	001001	1011	same	D31.0	000	11111	101011	0100	010100	1011	same
D27.1	001	11011	110110	1001	001001	1001	flip	D31.1	001	11111	101011	1001	010100	1001	flip
D27.2	010	11011	110110	0101	001001	0101	flip	D31.2	010	11111	101011	0101	010100	0101	flip
D27.3	011	11011	110110	0011	001001	1100	flip	D31.3	011	11111	101011	0011	010100	1100	flip
D27.4	100	11011	110110	0010	001001	1101	same	D31.4	100	11111	101011	0010	010100	1101	same
D27.5	101	11011	110110	1010	001001	1010	flip	D31.5	101	11111	101011	1010	010100	1010	flip
D27.6	110	11011	110110	0110	001001	0110	flip	D31.6	110	11111	101011	0110	010100	0110	flip
D27.7	111	11011	110110	0001	001001	1110	same	D31.7	111	11111	101011	0001	010100	1110	same